УДК 621.396.96

А.О. Суворов

Пермский национальный исследовательский университет, Пермь, Россия

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО АЭРОДИНАМИЧЕСКОЙ ЦЕЛЬЮ

Рассматриваются вопросы, возникающие при теоретическом исследовании спектра сигнала, отраженного прямолинейно летящей радиолокационной целью (РЛЦ). Используя метод анализа доплеровских частот (АДЧ), позволяющий связать структуру вторичного доплеровского спектра с различными параметрами цели и способом обработки исследуемого сигнала, можно показать, что отраженный РЛЦ-сигнал представляет собой в спектральной области совокупность гармонических составляющих от отдельных рассеивающих центров. Применяя основные положения АДЧ, получены аналитические зависимости, описывающие структуру спектрального портрета. При анализе доплеровских частот для обеспечения высокой разрешающей способности и необходимого динамического диапазона измерений эффективной поверхности рассеяния локальных рассеивателей не менее 35 дБ целесообразно применять оконные функции Кайзера–Бесселя, Блэкмана–Хэрриса и подобные им, так как они сочетают в себе относительно низкий уровень боковых лепестков при узком основном пике. При математическом моделировании предпочтительнее использовать окно Кайзера–Бесселя, поскольку оно имеет более простое математическое описание в частотной области, отличается легкостью вычисления коэффициентов разложения в ряд Фурье и возможностью уменьшения уровня боковых лепестков. Показано, что в качестве спектрального портрета РЛЦ для исследований и применения в математическом моделировании целесообразно использовать односторонний амплитудный спектр отраженного сигнала, формируемый в свертке с трансформантой Фурье оконной функции. Наличие амплитудных и фазовых шумов, обусловленных преднамеренными помехами противника, траекторными нестабильностями полета цели, внутренними шумами приемного тракта и т.д., приводит к трансформациям спектрального портрета цели, полученного методом АДЧ, что выражается как в изменении амплитуды доплеровских гармоник (вследствие амплитудного шума), так и в случайном смещении их центральных частот.

Ключевые слова: спектральный портрет, анализ доплеровских частот, рассеивающий центр, эффективная поверхность рассеяния, амплитудный спектр, фазовый спектр.

A.O. Suvorov

Perm National Research Polytechnic University, Perm, Russian Federation

SPECTRAL ANALYSIS OF A SIGNAL REFLECTED BY AERODYNAMIC TARGET

The problems arising in the theoretical investigation of the signal spectrum reflected by the rectilinearly flying radar target (RT) are considered. Using the Doppler frequency analysis (DFA) method, which allows to associate the structure of the secondary Doppler spectrum with different target parameters and the processing method of the signal under study, it can be shown that the reflected radar signal represents in the spectral region a set of harmonic components from individual scattering centers (SC). Applying the basic provisions of the DFA, analytical dependencies describing the structure of the spectral portrait are obtained. When analyzing Doppler frequencies to ensure high resolution and the necessary dynamic range of measurements of the radar cross-section (RCS) of local scatterers of at least 35 dB, it is advisable to use the window functions of Kaiser-Bessel, Blackman-Harris and the like, as they combine a relatively low level of side lobes with a narrow main peak. In mathematical modeling, it is preferable to use the Kaiser-Bessel window function, since it has a simpler mathematical description in the frequency domain, it is easy to calculate the Fourier series expansion coefficients and the possibility of reducing the level of the side lobes. It is shown that as a spectral portrait of a RT for research and application in mathematical modeling, it is expedient to use the one-sided amplitude spectrum of the reflected signal, formed in convolution with the Fourier transform of the window function. The presence of amplitude and phase noise caused by deliberate enemy interference, trajectory instabilities of target flight, internal noises of the receiving path, etc., leads to transformations of the spectral portrait of the target obtained by the DFA method, which is expressed as a change in the amplitude of Doppler harmonics (due to the amplitude noise), and in the random displacement of their central frequencies.

Keywords: spectral portrait, analysis of Doppler frequencies, scattering center, radar cross-section, amplitude spectrum, phase spectrum.

Введение. Вопросы радиолокационного распознавания (РЛР) воздушных объектов являются актуальными и представляют отдельное научное направление радиолокации как для гражданской, так и для военной области применения.

По характеру используемой информации признаки РЛР принято разделять на траекторные и сигнальные [1]. К первым относят признаки, несущие информацию о параметрах траектории движущегося объекта. Вторая группа объединяет признаки, которые позволяют судить о форме радиолокационной цели (РЛЦ), ее колебаниях вокруг центра масс при движении и т. д. Параметрами сигнала, характеризующими цель, являются амплитуда отраженного сигнала, его частота, фаза, поляризационные характеристики, спектр и законы их изменения. В соответствии с этим существуют следующие признаки РЛР: амплитудные, фазочастотные, поляризационные, спектральные. Последние из указанных признаков являются наиболее изученными, достаточно информативными и наиболее часто применяемыми при построении современных распознающих систем [2, 3, 4].

1. Структура спектрального портрета воздушной цели. Применение спектра вторичных доплеровских частот для распознавания целей до определенного времени считалось трудновыполнимой задачей, так как не была разработана, а тем более не существовала аппаратура, обеспечивающая при обработке отраженного сигнала высокое разрешение рассеивающих центров (РЦ) по скорости. Гипотеза о возможности использования свойств доплеровского спектра при РЛР превратилась в реальную практическую задачу с появлением радиолокационных станций (РЛС) с синтезированной апертурой антенны [5, 6, 7, 8].

Используя метод анализа доплеровских частот (АДЧ) [9, 10], позволяющий связать структуру вторичного доплеровского спектра (спектрального портрета) с различными параметрами цели и способом обработки исследуемого сигнала, можно показать, что отраженный РЛЦ сигнал представляет собой в спектральной области совокупность гармонических составляющих от отдельных РЦ.

В импульсно-доплеровских РЛС сопровождения обработка сигнала в спектральной области ведется, как правило, по одной составляющей спектра отраженного сигнала из периодической последовательности N импульсов со скважностью S. Структура доплеровского спектра в этом случае будет аналогична той, которая была бы получена при непрерывном монохроматическом сигнале, но энергетические затраты для полной аналогии в импульсно-доплеровской РЛС возрастают в S раз. Несмотря на это, при выводе аналитических зависимостей, описывающих структуру доплеровского спектра, для большей наглядности выражений и упрощения преобразований целесообразно сделать допущение, что РЛС использует непрерывный зондирующий сигнал $E_0 \exp(j\omega t)$, где E_0 – пиковое значение, а ω – круговая частота сигнала (символом E обозначен вектор напряженности электрического поля).

Исходным в методе АДЧ является утверждение, что сигнал, рассеянный РЛЦ, представляет собой суперпозицию отражений от локальных РЦ. Следовательно, он может быть записан в виде [9, 10]:

$$E = \sum_{i=1}^{N} E_{ri} \exp\left\{ j\left[\omega t - \frac{4\pi}{\lambda} r_i(t) - \psi_i \right] \right\}, \qquad (1)$$

где $i = 1...N$ – номер РЦ; E_{ri} – амплитуда сигнала, отраженного i-м РЦ; $r_i(t)$ – дальность от фазового центра i-го РЦ до РЛС; ψ_i – фазовый сдвиг, возникающий при отражении падающего поля от фазового центра i-го РЦ; λ – длина волны зондирующего сигнала.

Разрешение рассеивателей по частоте достигается из-за периодического изменения разности фаз сигналов, отраженных отдельными РЦ, когда последние движутся. Изменения частоты, вызванные первичным эффектом Доплера, пренебрежимо малы по сравнению с этими изменениями фазы [9].

Принятый сигнал, полученный после когерентной обработки на квадратичном фазовом детекторе, с учетом перехода от амплитуд E_{ri} к локальным эффективным поверхностям рассеяния (ЭПР) (σ_i) каждого из РЦ, будет следующим [9, 10, 11]:

$$a(t) = E_{\text{ФД}} = C\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\cos\left[\frac{4\pi}{\lambda}r_i(t) + \psi_i\right], \tag{2}$$

где C – коэффициент, зависящий от свойств приемной системы.

Известно [12], что РЦ различаются по характеру связи с центром сопровождения цели. Сложный характер изменения координат РЦ делает задачу конкретизации $r_i(t)$ в (2) весьма трудной. В общем случае $r_i(t)$ являются нелинейными функциями времени, поэтому для дальнейшего анализа сигнала целесообразно воспользоваться известными операциями разложения функции в ряд Тейлора. Линеаризация $r_i(t)$ будет правомерной, если рассматривать эти функции в окрестности точки t_0 на достаточно малом интервале времени $T_H = 2\Delta t_0$. В этом случае аппроксимация $r_i(t)$ первыми двумя членами разложения в ряд не приводит к существенным погрешностям. В результате разложения $r_i(t)$ в ряд Тейлора получим:

$$r_i(t) \approx r_i(t_0) + t r_i^{'}(t_0), \tag{3}$$

где t_0 – середина интервала времени наблюдения T_H; $r_i^{'}(t_0)$ – производная функции $r_i(t)$ в точке t_0.

Подставляя (3) в (2), получим выражение для исследуемого сигнала $a(t)$ в точке t_0:

$$a(t,t_0) \approx C\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\cos\left[\frac{4\pi}{\lambda}r_i(t_0) + t\frac{4\pi}{\lambda}r_i^{'}(t_0) + \psi_i\right]. \tag{4}$$

Учитывая (3), можно констатировать, что на интервале T_H будет выполняться соотношение $a(t,t_0) \approx a(t)$ и тем точнее, чем короче этот интервал.

2. Особенности спектра сигнала, отраженного аэродинамической целью как совокупностью локальных центров рассеяния. Произведем частотный анализ сигнала $a(t,t_0)$ для наблюдаемого интервала времени T_H в окрестности точки t_0. Рассмотрение функции в пределах небольшого интервала времени $T_H = 2\Delta t_0$ математически можно выразить умножением на так называемую оконную функцию $W(t)$.

В спектральном анализе окна используются для уменьшения нежелательных эффектов просачивания спектральных составляющих [13]. Окна в общем случае влияют на обнаружимость, разрешение, динамический диапазон, степень достоверности и легкость реализуемости вычислительных операций. В практических случаях выбор оконной функции осуществляется, исходя из двух противоречивых требований, предъявляемых к ее трансформанте Фурье:

– требование снижения уровня боковых лепестков для расширения динамического диапазона и увеличения достоверности обнаружения гармоник РЦ;

– уменьшения ширины основного лепестка в целях повышения разрешающей способности по частоте.

Оценка разрешающей способности чаще всего производится на основании критерия Релея [14, 15]. В основу критерия Релея положен тот факт, что результирующая картина от двух близких, но не совпадающих измеряемых величин отличается от той, которую дала бы только одна измеряемая величина. В общем случае отличий может быть очень много, однако практически используется только три наиболее характерных признака:

1) наличие провала в главном лепестке результирующей кривой (двугорбость кривой);

2) расширение главного лепестка результирующей кривой на уровне 0,5 от максимального значения;

3) изменение относительной величины первого бокового максимума по сравнению с главным лепестком.

В работе [13] критерий двугорбости определен более конкретно. В частности, указано, что разрешение пропадает, если в точке пересечения усиление от каждого из двух основных лепестков превышает 0,5, т.е. расстояние между пиками должно превышать ширину используемого окна по уровню 6,0 дБ. Но такие подходы оправданны только тогда, когда эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) разрешаемых РЦ соизмерима.

Спектральный портрет состоит из совокупности спектральных составляющих, соответствующих определенным РЦ. Их интенсивности в спектре могут сильно отличаться. При цифровой обработке согласно [16] динамический диапазон измерения ЭПР локальных источников отражения составляет 30–35 дБ. Поэтому актуальным вопросом является учет возможных различий в интенсивностях спектральных составляющих. Действительно, если две гармоники сильно различаются по амплитуде, то боковые лепестки «сильной» гармоники могут оказаться интенсивнее главного лепестка «слабой». Следовательно, необходимо позаботиться о возможности обнаружения в анализируемом спектре гармоник РЦ слабой интенсивности, разрешаемых по частоте на основании критерия Релея.

Значит, при выборе вида аподизирующей функции необходимо учитывать не только необходимое разрешение по частоте (по критерию Релея оно определяется временем наблюдения $\delta f = 1/T_H$), но и следующие два фактора:

1) динамический диапазон изменения ЭПР разрешаемых РЦ;

2) уровень боковых лепестков гармоник максимальной интенсивности.

Для обеспечения нормального разрешения спектральных составляющих в спектральном портрете согласно [16] необходимо, чтобы уровень «слабой» гармоники превосходил уровень боковых лепестков «сильной» на 10 дБ:

$$S_{\text{осн. слаб}} > S_{\text{бок. сильн}} + 10 \text{ дБ} \tag{5}$$

и удовлетворялись требования широкого динамического диапазона измерения ЭПР который, по аналогии с условиями, принятыми для моделирования дальностных портретов, должен составлять до 35 дБ.

Такие условия можно обеспечить, применяя аподизирующие окна Хэмминга, Кайзера–Бесселя, Дольфа–Чебышева, Барсилона–Темеша, Блэкмена–Хэрриса и др., характеристики которых приведены в [13]. Надо отметить, что не существует окон, способных одновременно снижать уровень боковых лепестков и уменьшать ширину основного пика. Улучшение одной из этих характеристик почти всегда ведет к ухудшению другой. Лучшим, если судить по основным характеристикам, можно признать окно Дольфа–Чебышева. Однако из-за наличия боковых лепестков постоянной интенсивности в широком диапазоне частот оно нежелательно при обработке нескольких сигналов различной частоты. Кроме того, структура боковых лепестков этого окна крайне чувствительна к ошибкам вычисления коэффициентов разложения в ряд Фурье, что может повлиять на его характеристики при вычислении методом быстрого (дискретного) преобразования Фурье (БПФ). Поэтому лучшими следует признать окна Блэкмена–Хэрриса и Кайзера–Бесселя [13]. Данные окна обеспечивают по критерию (5) необходимый динамический диапазон и имеют относительно узкие основные лепестки. Далее при математическом моделировании будет использовано окно Кайзера–Бесселя. Такой выбор объясняется тем, что данное окно, кроме всего прочего, имеет простое математическое описание в частотной области, отличается легкостью вычисления коэффициентов разложения в ряд Фурье и возможностью уменьшения уровня боковых лепестков за счет увеличения произведения длительности окна на полосу частот, занимаемую его трансформантой Фурье.

Окно Кайзера–Бесселя задается выражением [13, 17]:

$$W(t) = \frac{J_0\left[\pi a\sqrt{1-\left(2t/T_H\right)^2}\right]}{J_0(\pi a)}, \qquad (6)$$

где $0 \le |t| \le (T_H/2)$; $J_0(x) = \sum_{k=1}^{+\infty}\left[(x/2)^k/k!\right]^2$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Параметр πa (a = 2; 2,5; 3; 3,5 и т.д.) семейства окон Кайзера-Бесселя равен половине произведения длительности окна на полосу частот, занимаемую трансформантой Фурье этой функции. Значения $J_0(\pi a)$ являются табулированными величинами [18]. Преобразование Фурье функции окна (6) приблизительно равно [13]:

$$W(\omega) \approx \frac{T_H}{J_0(\pi a)}\frac{Sh\left[\sqrt{\pi^2 a^2 - \left(T_H\omega/2\right)^2}\right]}{\sqrt{\pi^2 a^2 - \left(T_H\omega/2\right)^2}}. \qquad (7)$$

Рассматриваемый отраженный сигнал в окрестности точки t_0 с использованием выбранной оконной функции можно записать так:

$$a'(t,t_0) = a(t,t_0)W(t). \qquad (8)$$

Применим преобразование Фурье для спектрального представления исследуемого сигнала:

$$F\left[a'\left(t,t_0\right)\right]=A'\left(f,t_0,\Delta t_0\right)=\int\limits_{-\infty}^{+\infty}a'\left(t,t_0\right)\exp\left(-j2\pi ft\right)dt=$$

$$=\int\limits_{-\infty}^{+\infty}a\left(t,t_0\right)W\left(t\right)\exp\left(-j2\pi ft\right)dt\,, \qquad (9)$$

где $A'\left(f,t_0,\Delta t_0\right)$ – трансформанта Фурье функции $a'\left(t,t_0\right)$.

Чтобы результат преобразования Фурье сделать более наглядным, применим известную теорему о свертке двух функций [19]:

$$F\left[a'\left(t,t_0\right)\right]=F\left[a\left(t,t_0\right)\right]\cdot F\left[W\left(t\right)\right]=A\left(f,t_0\right)\cdot W\left(f\right), \qquad (10)$$

где $A\left(f\right)\cdot W\left(f\right)=\int\limits_{-\infty}^{+\infty}A\left(s\right)W\left(f-s\right)ds$.

Используя теорему о свертке, преобразуем (9):

$$A'\left(f,t,\Delta t_0\right)=\int\limits_{-\infty}^{+\infty}a\left(t,t_0\right)\exp\left(-j2\pi ft\right)dt\cdot\int\limits_{-\infty}^{+\infty}W\left(t\right)\exp\left(-j2\pi ft\right)dt\,. \qquad (11)$$

Рассмотрим отдельно первый член свертки $A\left(f,t\right)$. Подставим при этом в подынтегральное выражение значение $a\left(t,t_0\right)$ из (4):

$$A\left(f,t_0\right)\approx\int\limits_{-\infty}^{+\infty}C\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\cos\left[\frac{4\pi}{\lambda}r_i\left(t_0\right)+t\frac{4\pi}{\lambda}r_i'\left(t_0\right)+\psi_i\right]\exp\left(-j2\pi ft\right)dt\approx$$

$$\approx C\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\cos\left[\Omega_i\left(t_0\right)+\Phi_i\left(t_0\right)\right]\exp\left(-j2\pi ft\right)dt\approx$$

$$\approx\frac{C}{2}\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\left\{\exp\left[j\Phi_i\left(t_0\right)\right]\delta\left[f+\frac{\Omega_i\left(t_0\right)}{2\pi}\right]+\right.$$
$$\left.+\exp\left[-j\Phi_i\left(t_0\right)\right]\delta\left[f-\frac{\Omega_i\left(t_0\right)}{2\pi}\right]\right\}, \qquad (12)$$

где $\Omega_i\left(t_0\right)=(4\pi/\lambda)r_i'\left(t_0\right)$ – относительная круговая частота; $\Phi_i\left(t_0\right)=(4\pi/\lambda)r_i\left(t_0\right)+\psi_i$ – относительная начальная фаза.

Как видно, преобразованию Фурье была подвергнута сумма косинусных функций с амплитудами $C\sqrt{\sigma_i}$, относительными начальными фазами $\Phi_i(t_0)$ и круговыми частотами $\Omega_i(t_0)$. В результате спектрального анализа получили полусумму δ-функций Дирака в точках $\pm\Omega_i(t_0)/2\pi$ с масштабными коэффициентами $C\sqrt{\sigma_i}\exp[\pm j\Phi_i(t_0)]$. Таким образом, преобразование Фурье-сигнала $a(t,t_0)$ дает дискретный спектр гармонических составляющих с частотами $\pm\Omega_i(t_0)/2\pi$ и бесконечными амплитудами [20]. Неопределенности, вытекающие из свойств δ-функций, устраняются в дальнейшем сверткой с трансформантой Фурье оконной функции. Наличие в косинусной функции фазовых слагаемых $\Phi_i(t_0)$ нарушает условие их четности. В результате составляющие спектра (12) становятся в общем случае комплексными функциями частоты, что явствует из наличия множителей $\exp[\pm j\Phi_i(t_0)]$. Операция свертки (12) с $W(\omega)$ с учетом того, что $T_H = 2\Delta t_0$, приводит к следующему результату:

$$A'(f,t_0,T_H) \approx \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{C}{2}\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\left\{\exp[j\Phi_i(t_0)]\delta\left[s+\frac{\Omega_i(t_0)}{2\pi}\right]+\exp[-j\Phi_i(t_0)]\times\right.$$

$$\left.\times\delta\left[s-\frac{\Omega_i(t_0)}{2\pi}\right]\right\}\frac{T_H}{J_0(\pi a)}ShC\left\{\pi\sqrt{a^2-[T_H(f-s)]^2}\right\}ds,$$

где $ShCx$ – функция вида Shx/x.

А благодаря свойству δ-функции $\int_{-\infty}^{+\infty} y(u)\delta(u_0-u)du = y(u_0)$:

$$A'(f,t_0,T_H) \approx \frac{T_H C}{2J_0(\pi a)}\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\left\{\exp[j\Phi_i(t_0)]ShC\left\{\pi\sqrt{a^2-\left[f+\frac{\Omega_i(t_0)}{2\pi}\right]^2}\right\}+\right.$$

$$\left.+\exp[-j\Phi_i(t_0)]ShC\left\{\pi\sqrt{a^2-\left[f-\frac{\Omega_i(t_0)}{2\pi}\right]^2}\right\}\right\} \approx$$

$$\approx \frac{T_H C}{2J_0(\pi a)}\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\left\{\exp[j\Phi_i(t_0)]ShC\left[\sqrt{\pi^2a^2-\left\{\frac{T_H[\omega+\Omega_i(t_0)]}{2}\right\}^2}\right]+\right.$$

$$\left.+\exp[-j\Phi_i(t_0)]ShC\left[\sqrt{\pi^2a^2-\left\{\frac{T_H[\omega-\Omega_i(t_0)]}{2}\right\}^2}\right]\right\}. \qquad (13)$$

Данное выражение, описывающее мгновенный амплитудно-фазовый спектр отраженного сигнала, позволяет заключить, что он по аналогии с (12) является комплексной величиной. Это обусловлено наличием в выражении (13) фазовых множителей $\exp\left[\pm j\Phi_i(t_0)\right]$.

На практике чаще используют амплитудный спектр, поскольку точное определение фаз сигналов, отраженных от РЦ поверхности цели, требует вычисления или измерения фазовых центров этих РЦ с практически недостижимой точностью. Выражение для мгновенного амплитудного спектра сигнала можно получить из (13) на основе предположения о равенстве нулю аргументов фазовых множителей:

$$A_1^{'}(\omega,t_0,T_H) \approx \frac{T_H C}{2J_0(\pi a)}\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\left\{ShC\left[\sqrt{\pi^2 a^2-\left\{\frac{T_H\left[\omega+\Omega_i(t_0)\right]}{2}\right\}^2}\right]+\right.$$

$$\left.+ShC\left[\sqrt{\pi^2 a^2-\left\{\frac{T_H\left[\omega-\Omega_i(t_0)\right]}{2}\right\}^2}\right]\right\}. \qquad (14)$$

Как видно из (14), мгновенный амплитудный спектр отраженного сигнала будет обладать свойством симметрии относительно некоторой центральной частоты (доплеровской частоты центра сопровождения цели (ЦСЦ)). В реальной цели при изменении ракурса наблюдения каждый РЦ будет иметь вполне определенную доплеровскую добавку к частоте за счет вращения вокруг ЦСЦ. Находясь с разных сторон от центра вращения, РЦ могут иметь вторичные доплеровские частоты, разные по знаку, но близкие по абсолютному значению. В этом случае при использовании выражения (14) двойственный характер гармоник будет лишь «загрязнять» спектральный портрет и ухудшать возможность разрешения составляющих спектра. Поэтому целесообразно при аналитическом исследовании и применении в математическом моделировании выражения (14) избегать симметричности и использовать лишь его левую или правую часть:

$$A_2^{'}(\omega,t_0,T_H) \approx \frac{T_H C}{2J_0(\pi a)}\sum_{i=1}^{N}\sqrt{\sigma_i}\,ShC\left[\sqrt{\pi^2 a^2-\left\{\frac{T_H\left[\omega+\Omega_i(t_0)\right]}{2}\right\}^2}\right]. \qquad (15)$$

Этого же эффекта добиваются при получении спектрального портрета методом БПФ, для чего на вход преобразования подают комплексные составляющие сигнала, полученные при квадратурной обработке [9, 15].

3. Влияние шумов и помех на спектральный портрет. Наличие амплитудных и фазовых шумов, обусловленных преднамеренными и непреднамеренными помехами, траекторными нестабильностями полета цели, внутренними шумами приемного тракта и т.д., приводит к трансформациям спектрального портрета цели, полученного методом АДЧ [11]. Получение формульных зависимостей для описания доплеровского спектра в шумах позволит охарактеризовать и проанализировать возможные искажения изображения, а в дальнейшем – проверить это при математическом моделировании.

Обозначим аддитивный компонент шума (амплитудный шум) через $n_a(t)$, а фазовый шум $\Delta\Phi(t)$ представим суммой составляющей с медленным изменением $\Delta\Phi_М(t)$ и составляющей с быстрым изменением $\Delta\Phi_Б(t)$:

$$\Delta\Phi(t) = \Delta\Phi_М(t) + \Delta\Phi_Б(t).$$

Если допустить прямую пропорциональную зависимость $\Delta\Phi_М(t)$ от времени вида $\Delta\Phi_М(t) = Zt$, где Z – некоторый коэффициент, то выражение для одностороннего амплитудно-фазового спектра сигнала при использовании окна Кайзера–Бесселя, по аналогии с (13) примет вид:

$$A'_Ш(\omega, t_0, T_H) \approx N_a(\omega, t_0, T_H) + \frac{T_H C}{2J_0(\pi a)} \sum_{i=1}^{N} \sqrt{\sigma_i} \times$$

$$\times \left\{ \exp\left\{ j\left[\Phi_i(t_0) + \Delta\Phi_Б(t) \right] \right\} ShC \left[\sqrt{\pi^2 a^2 - \left\{ \frac{T_H\left[\omega + \Omega_i(t_0) + Z \right]}{2} \right\}^2} \right] \right\}, \quad (16)$$

где $N_a(\omega, t_0, T_H)$ – результат преобразования Фурье амплитудного шума.

В случае более сложной зависимости $\Delta\Phi_М(t)$ от времени результирующее выражение (16) станет лишь более громоздким и трудным в анализе, но физическая сущность его не изменится.

В результате анализа (16) можно заключить, что аддитивный компонент шума в спектральной области будет перекрываться с полезным сигналом на интервале T_H. Наносимый им вред можно уменьшить, используя свойство когерентного накопления сигнала [21] или применяя различного рода ограничения спектра по интенсивности. Фазовые флюктуации будут искажать амплитуду гармоник РЦ и смещать их центральные частоты на величину $\Delta\Phi_M(t)/t = Z$. Следовательно, переход от амплитудно-фазового к амплитудному спектру отраженного сигнала приводит к снижению влияния флюктуаций фазы, так как интенсивности спектральных составляющих в нем не будут зависеть от наличия фазового шума и его уровня.

Выводы. В результате исследований отраженного сигнала, проведенных методом АДЧ, можно сформулировать следующие выводы:

– в качестве спектрального портрета цели для применения в математическом моделировании целесообразно использовать односторонний амплитудный спектр отраженного сигнала, полученный в свертке с трансформантой Фурье оконной функции Кайзера–Бесселя, которая обладает низким уровнем боковых лепестков (–46 дБ) при относительно узком основном пике;

– из выражения (15) следует, что спектр отраженного сигнала $a(t)$ во временном окне T_H, рассматриваемом в окрестности точки t_0, представляет собой суперпозицию дискретных гармонических составляющих, соответствующих отдельным РЦ;

– интенсивности спектральных составляющих в спектральном портрете пропорциональны ЭПР соответствующих РЦ, а также продолжительности интервала времени наблюдения T_H;

– при использовании аподизирующей функции Кайзера–Бесселя спектральные составляющие в спектральном портрете имеют форму вида Shx/x. Ширина составляющих определяется длительностью интервала анализа T_H и параметрами πa семейства окон Кайзера–Бесселя. Центральные частоты гармоник, равные $\Omega_i(t_0)/2\pi$, определяют их частотный доплеровский сдвиг относительно доплеровской частоты ЦСЦ;

– шумы и помехи приводят к искажениям спектрального портрета, что выражается как в изменении амплитуды доплеровских гармоник (вследствие амплитудного шума), так и в случайном смещении их центральных частот.

Библиографический список

1. Селекция и распознавание на основе локационной информации / под ред. А.Л. Горелика. – М.: Радио и связь, 1990. – 240 с.

2. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Анализ параметров спектра доплеровского сигнала, отраженного от движущегося протяженного объекта // Журнал радиоэлектроники. – 2015. – № 1. – С. 5.

3. Митрофанов А.Г. Об отличительных спектральных признаках, характеризующих поперечную архитектуру объектов // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. – 2017. – Т. 7. – № 1. – С. 139–143.

4. Митрофанов А.Г. Перспективы использования доплеровских портретов как признаков идентификации объектов // Международный научно-исследовательский журнал. – 2015. – № 8–2(39). – С. 41–46.

5. Караваев В.В., Сазонов В.В. Основы теории синтезированных антенн. – М.: Сов. радио, 1974. – 168 с.

6. Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин П.В. Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны: учеб. пособие. Ч. 2. – СПб.: Изд-во СПбГУАП, 1999. – 220 с.

7. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы. – М.: Техносфера, 2014. – Кн. 2. – 680 с.

8. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.

9. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / под ред. Л.Т. Тучкова. – М.: Радио и связь, 1985. – 236 с.

10. Graf G. On the optimization of the aspect angle windows for the Doppler analysis of the radar return of rotating targets // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1976. – Vol. 24. – № 3. – P. 378–381. DOI: 10.1109/TAP.1976.1141334

11. Лавров Н.Ф. Вопросы теории ПУАЗО. – М.: Оборонгиз, 1960. – 480 с.

12. Андреев Г.А., Потапов А.А. Формирование радиолокационных изображений на сантиметровых и миллиметровых волнах // Зарубежная радиоэлектроника. – 1989. – № 6. – С. 3–34.

13. Harris F.J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform // Proceedings of the IEEE. – 1978. – Vol. 66. – № 1. – P. 51-83. DOI: 10.1109/PROC.1978.10837

14. Радиолокационные станции бокового обзора / под ред. А.П. Реутова. – М.: Сов. радио, 1970. – 360 с.

15. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.

16. Steinberg B.D. On angular resolution in microwave radar // Proceedings of the IEEE. – 1974. – Vol. 62. – № 4. – P. 519-520. DOI: 10.1109/PROC.1974.9456

17. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2 т.: пер. с франц. – М.: Мир, 1983. – Т. 1. 312 с.

18. Янке Е., Эдме Ф., Леш Ф. Специальные функции. Формулы, графики, таблицы / пер. с нем. под ред. Л.И. Седова. – М.: Наука, 1977. – 342 с.

19. Трахман А.М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов. – М.: Сов. радио, 1972. – 352 с.

20. Зиновьев Ю.С., Пасмуров А.Я. Методы обращенного синтезирования апертуры в радиолокации с помощью узкополосных сигналов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – № 3. – С. 27–39.

21. Справочник по радиолокации / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы: в 2 кн. Кн. 1. – М.: Техносфера, 2014. – 672 с.

References

1. Selektsiia i raspoznavanie na osnove lokatsionnoi informatsii [Selection and recognition based on radar information]. Ed. A.L. Gorelik. Moscow: Radio i sviaz', 1990. 240 p.

2. Artiushenko V.M., Volovach V.I. Analiz parametrov spektra doplerovskogo signala, otrazhennogo ot dvizhushchegosia protiazhennogo ob"ekta [Analysis of the spectrum parameters of the Doppler signal reflected from a moving extended object]. *Zhurnal radioelektroniki*, 2015, no. 1, p. 5.

3. Mitrofanov A.G. Ob otlichitel'nykh spektral'nykh priznakakh, kharakterizuiushchikh poperechnuiu arkhitekturu ob"ektov [About the distinctive spectral signs characterizing the cross object architecture]. *REDS: Telekommunikatsionnye ustroistva i sistemy*, 2017, vol. 7, no. 1, pp. 139-143.

4. Mitrofanov A.G. Perspektivy ispol'zovaniia doplerovskikh portretov kak priznakov identifikatsii ob"ektov [Development usage of doppler portrait as the features of object identification]. *Mezhdunarodnyi nauchno-issledovatel'skii zhurnal*, 2015, no. 8-2(39), pp. 41-46.

5. Karavaev V.V., Sazonov V.V. Osnovy teorii sintezirovannykh antenn [Fundamentals of the theory of the synthesized antennas]. Moscow: Sovetskoe radio, 1974. 168 p.

6. Neronskii L.B., Mikhailov V.F., Bragin P.V. Mikrovolnovaia apparatura distantsionnogo zondirovaniia poverkhnosti Zemli i atmosfery. Radiolokatory s sintezirovannoi aperturoi antenny: uchebnoe posobie. Chast' 2 [Microwave instrumentation for remote sensing of the Earth's surface and atmosphere. The synthetic aperture radar antenna. Part 2]. Saint Petersburg: Sankt-Peterburgskii gosudarstvennyi universitet aerokosmicheskogo priborostroeniia, 1999. 220 p.

7. Spravochnik po radiolokatsii [Reference book on radar]. Ed. M.I. Skolnik. Moscow: Tekhnosfera, 2014, book 2, 680 p.

8. Bakulev P.A. Radiolokatsionnye sistemy [Radar systems]. Moscow: Radiotekhnika, 2015. 440 p.

9. Radiolokatsionnye kharakteristiki letatel'nykh apparatov [Radar-tracking characteristics of flying machines]. Ed. L.T. Tuchkov. Moscow: Radio i sviaz', 1985. 236 p.

10. Graf G. On the optimization of the aspect angle windows for the Doppler analysis of the radar return of rotating targets. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1976, vol. 24, no. 3, pp. 378-381. DOI: 10.1109/TAP.1976.1141334

11. Lavrov N.F. Voprosy teorii PUAZO [Questions of the theory of anti-aircraft fire control device]. Moscow: Oborongiz, 1960. 480 p.

12. Andreev G.A., Potapov A.A. Formirovanie radiolokatsionnykh izobrazhenii na santimetrovykh i millimetrovykh volnakh [The formation of radar images at centimeter and millimeter waves]. *Zarubezhnaia radioelektronika*, 1989, no. 6, pp. 3-34.

13. Harris F.J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. *Proceedings of the IEEE*, 1978, vol. 66, no. 1, pp. 51-83. DOI: 10.1109/PROC.1978.10837

14. Radiolokatsionnye stantsii bokovogo obzora [Side-looking radar]. Ed. A.P. Reutov. Moscow: Sovetskoe radio, 1970. 360 p.

15. Radiolokatsionnye stantsii s tsifrovym sintezirovaniem apertury antenny [Radar stations with digital synthetic aperture antenna]. Ed. V.T. Goriainov. Moscow: Radio i sviaz', 1988. 304 p.

16. Steinberg B.D. On angular resolution in microwave radar. *Proceedings of the IEEE*, 1974, vol. 62, no. 4, pp. 519-520. DOI: 10.1109/PROC.1974.9456

17. Maks Zh. Metody i tekhnika obrabotki signalov pri fizicheskikh izmereniiakh [Methods and techniques of signal processing in physical measurements]. Moscow: Mir, 1983, vol. 1, 312 p.

18. Ianke E., Edme F., Lesh F. Spetsial'nye funktsii. Formuly, grafiki, tablitsy [Special functions. Formulas, graphs, tables]. Moscow: Nauka, 1977. 342 p.

19. Trakhman A.M. Vvedenie v obobshchennuiu spektral'nuiu teoriiu signalov [Introduction to generalized spectral theory of signals]. Moscow: Sovetskoe radio, 1972. 352 p.

20. Zinov'ev Iu.S., Pasmurov A.Ia. Metody obrashchennogo sintezirovaniia apertury v radiolokatsii s pomoshch'iu uzkopolosnykh signalov [Methods of reverse aperture synthesizing in radar using of narrowband signals]. *Zarubezhnaia radioelektronika*, 1985, no. 3, pp. 27-39.

21. Spravochnik po radiolokatsii [Reference book on radar]. Ed. M.I. Skolnik. Moscow: Tekhnosfera, 2014, book 1, 672 p.

Сведения об авторе

Суворов Александр Олегович (Пермь, Россия) – кандидат технических наук, доцент кафедры «Информационные технологии и автоматизированные системы» Пермского национального исследовательского политехнического университета (614990, Пермь, Комсомольский пр., 29, e-mail: AOSuvorov@pstu.ru).

About the author

Suvorov Aleksandr Olegovich (Perm, Russian Federation) is a Ph.D. in Technical Sciences, Associate Professor at the Department of “Information Technologies and Computer-Aided Systems” Perm National Research Polytechnic University (614990, Perm, 29, Komsomolsky pr., e-mail: AOSuvorov@pstu.ru).

Получено 30.01.2018