

## КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.319

**В.К. Клочко, А.Н. Усачев, Ч.Т. Нгуен**

### АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ФАЗОВОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КООРДИНАТ

*Предложен алгоритм формирования изображений объектов на базе доплеровской РЛС, основанный на фазовом методе измерения пространственных координат. Представлены результаты моделирования.*

**Ключевые слова:** трехмерные изображения, фазовый метод, оценивание координат, доплеровская фильтрация.

**Введение.** При построении систем формирования изображений объектов на базе доплеровской РЛС с антенной решеткой (АР) возникает необходимость измерения пространственных координат элементов отражения на той или иной доплеровской частоте. Рассмотренные в [1-2] подходы к измерению координат или не обладают достаточной точностью, или требуют большого числа каналов обработки и соответственно больших вычислительных затрат. Фазовый метод [3-4] обеспечивает необходимую точность измерения при малых вычислительных затратах.

*Цель работы* – разработка алгоритма формирования изображений объектов на базе доплеровской РЛС, основанного на фазовом методе измерения пространственных координат.

**Модель измерений и постановка задачи.** Доплеровская РЛС работает в сантиметровом диапазоне длин волн. Приемные элементы антенны в местной прямоугольной системе  $o, x, y, z$  расположены в  $q$ -х точках ( $q = \overline{1, Q}$ ) с координатами  $x_q, y_q$  и  $z_q = 0$ . Наблюдение ведется в сферической системе координат  $o, R, \varphi, \theta$ , где  $R$  – радиальная дальность,  $\varphi$  – азимут,  $\theta$  – угол места. Угол  $\varphi$  отсчитывается от оси  $oz$  в горизонтальной плоскости  $oxz$  в положительном направлении против часовой стрелки, угол  $\theta$  – относительно плоскости  $oxz$ . Ось  $oz$  показывает максимум диаграммы направленности антенны (ДНА).

Последовательность принимаемых  $q$ -ми элементами антенны сигналов ( $q = \overline{1, Q}$ ) прохо-

дит этап первичной обработки в  $q$ -х каналах ( $q = \overline{1, Q}$ ): операции стробирования по дальности, фазовое детектирование, фильтрацию низких частот и быстрое преобразование Фурье (БПФ). На выходе БПФ на каждой частоте  $f_j$ ,  $j = \overline{1, n}$  ( $n$  – число таких частот), принадлежащей полосе доплеровских частот  $[f_{\min}, f_{\max}]$ , действует комплексный сигнал  $\dot{s}_q(f_j)$ .

Модель данного сигнала для  $q$ -го приемного канала в  $k$ -м элементе разрешения дальности  $R_k$  ( $k = \overline{1, N}$ ,  $N$  – число элементов дальности) представлена зависимостью [3]:

$$\dot{s}_q(f_j) = \gamma_q U(\varphi, \theta) G(\varphi, \theta) \exp\{i \psi_q(\varphi, \theta)\} + \dot{p}_q(f_j),$$

$$G(\varphi, \theta) = \exp\{-k_0(\varphi^2 + \theta^2)\}, \quad (1)$$

$$\psi_q(\varphi, \theta) = -4\pi R / \lambda + 2\pi \delta_q / \lambda + \xi, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (2)$$

где  $\varphi, \theta$  – угловые координаты элемента отражения, расположенного на пространственной линии частоты  $f_j$  (изодопе);  $U(\varphi, \theta)$  – амплитуда сигнала отражения;  $G(\varphi, \theta)$  – характеристика ДНА;  $k_0$  – известный коэффициент;  $i$  – мнимая единица;  $\psi_q(\varphi, \theta)$  – фаза сигнала отражения;  $\lambda$  – длина волны;  $\xi$  – случайная величина, равномерно распределенная на  $[0, 2\pi]$ ;  $\dot{p}_q(f_j)$  – комплексный белый шум с нулевым средним;  $\gamma_q$  – мультипликативная помеха, обусловленная нестабильной работой приемных ка-

налов;  $\delta_q$  – запаздывание или опережение фронта волны по сравнению с центром антенны, определяемое формулой [3]:

$$\delta_q = x_q X + y_q Y, \quad (3)$$

$$X = \cos \theta \sin \varphi, \quad Y = \sin \theta.$$

Для движущейся РЛС доплеровская частота  $f_j$  связана с угловыми координатами элемента отражения  $\varphi, \theta$  и координатами вектора скорости движения носителя РЛС  $\vec{v} = (v_x, v_y, v_z)$  следующей зависимостью [1, 3]:

$$f_j = 2v_R / \lambda, \quad (4)$$

$$\begin{aligned} v_R &= v_x \cos \theta \sin \varphi + v_y \sin \theta + v_z \cos \theta \cos \varphi = \\ &= v_x X + v_y Y + v_z Z, \end{aligned}$$

где  $v_R$  – радиальная составляющая скорости;  $Z = \cos \theta \cos \varphi$ .

В частном случае переднего обзора  $\vec{v} = (0, 0, v)$  и  $v_R = v \cos \theta \cos \varphi$ .

**Задача** заключается в нахождении оценок неизвестных пространственных координат  $x, y, z$  элементов отражения, формирующих изображение объектов и связанных с  $X, Y, Z$ :

$$x = RX, \quad y = RY, \quad z = RZ = R\sqrt{1 - X^2 - Y^2}, \quad (5)$$

на некоторой доплеровской частоте  $f_j, j = \overline{1, n}$  в элементах разрешения дальности  $R_k, k = \overline{1, N}$ .

Величины  $X, Y, Z$  и соответственно координаты  $x, y, z$  непосредственно из (4) найти невозможно. Однако информация о  $X, Y, Z$  содержится в фазовом спектре.

**Фазовый метод измерения координат.** Метод заключается в следующем.

1. На выходе БПФ каждого  $q$ -го канала ( $q = \overline{1, Q}$ ) комплексный спектр  $\dot{s}_q(f_j), j = \overline{1, n}$  на дальности  $R$  представлен амплитудным спектром:

$$U_q(j) = \gamma_q U(\varphi, \theta) \exp\{-k_0(\varphi^2 + \theta^2)\} + \chi_q, \quad (6)$$

и фазовым спектром:

$$\varphi_q(j) = -4\pi R / \lambda + 2\pi(x_q X + y_q Y) / \lambda + \xi + \eta_q, \quad (7)$$

$j = \overline{1, n}$ , где  $\chi_q$  и  $\eta_q$  – случайные величины, обусловленные шумом  $\dot{p}_q(f_j)$ .

Так как амплитудная характеристика ДНА во всех каналах одинакова, то использовать (6) для оценки  $\varphi$  и  $\theta$  проблематично. Ограничимся обработкой фазового спектра (7), отличающегося линейной зависимостью от  $X$  и  $Y$ .

2. Задаемся числом каналов  $Q = 4$  и располагаем приемные элементы антенны в точках с координатами  $x_1 = d, y_1 = 0; \quad x_2 = 0, y_2 = d; \quad x_3 = -d, y_3 = 0; \quad x_4 = 0, y_4 = -d$ . На частоте  $f_j$  объекта вычисляем разности фаз (индекс  $j$  опускаем):

$$b_1 = \psi_1 - \psi_3 = \frac{2\pi d}{\lambda} 2X + \varepsilon_1, \quad (8)$$

$$b_2 = \psi_2 - \psi_4 = \frac{2\pi d}{\lambda} 2Y + \varepsilon_2,$$

где  $\varepsilon$  – разность шумов  $\eta$ .

3. Находим из (8)  $X$  и  $Y$ , пренебрегая ошибками  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$ :

$$X = b_1 \frac{\lambda}{4\pi d}, \quad Y = b_2 \frac{\lambda}{4\pi d}. \quad (9)$$

При этом СКО ошибок оценивания  $X, Y$  определится как

$$\sigma_X = \sigma_Y = \sigma_\varepsilon \frac{\lambda}{4\pi d} = \frac{\sigma_\eta}{\sqrt{2}} \frac{\lambda}{2\pi d},$$

где  $\sigma_\varepsilon = \sqrt{2} \sigma_\eta$ .

4. На основе  $X, Y, R$  определяем прямоугольные координаты элементов отражения по формуле (5).

Возможны более сложные методы оценивания  $X$  и  $Y$  по сравнению с (9), например, учет разностей  $\psi_q$  по всем сочетаниям из четырех по двум. В результате вместо (8) получается переопределенная система шести уравнений с двумя неизвестными  $X$  и  $Y$ , которая решается стандартно методом наименьших квадратов. Однако, как показывают исследования, такое усложнение не приводит к заметному увеличению точности оценивания  $X$  и  $Y$ .

**Алгоритм формирования изображения.** Алгоритм сводится к следующим операциям.

1. Луч антенны с помощью электронного управления сканирует зону обзора, смещаясь по азимуту и углу места построчно на ширину ДНА (на уровне 0,5 мощности).

2. Отраженные сигналы принимаются  $Q = 4$  элементами АР, которые расположены в плоскости АР в четырех точках с координатами  $x_1 = d, y_1 = 0; \quad x_2 = 0, y_2 = d; \quad x_3 = -d, y_3 = 0; \quad x_4 = 0, y_4 = -d$ .

3. Принятые сигналы поступают в  $q$ -е приемные каналы ( $q = \overline{1, 4}$ ), проходят в них тракт первичной обработки, в результате которой на видеочастоте в последовательности моментов времени  $t_j, j = \overline{1, n}$  ( $n$  – число элементов последовательности) выделяются комплексные ам-

плитуды  $\dot{y}_{qk}(t_j)$  принимаемых сигналов в каждом  $k$ -м элементе разрешения дальности  $R_k$ ,  $k = \overline{1, N}$ .

4. Последовательности  $\dot{y}_{qk}(t_j)$ ,  $j = \overline{1, n}$  параллельно в  $q$ -х каналах и в каждом  $k$ -м элементе дальности подаются на блок БПФ. В результате БПФ образуется комплексный спектр  $\dot{s}_{qk}(f_j) = F\{\dot{y}_{qk}(t_j)\}$ ,  $j = \overline{1, n}$  ( $F$  – символ преобразования Фурье).

5. Каждый комплексный спектр  $\dot{s}_{qk}(f_j)$ ,  $j = \overline{1, n}$  представлен амплитудным спектром  $U_{qk}(j) = |\dot{s}_{qk}(f_j)|$ ,  $j = \overline{1, n}$  и фазовым спектром  $\psi_{qk}(j) = \arg \dot{s}_{qk}(f_j)$ ,  $j = \overline{1, n}$ . На основе амплитудного спектра находится частота, на которой амплитуда превышает порог обнаружения полезного сигнала во всех  $q$ -х каналах.

6. Фазовый спектр подвергается следующей обработке. Для фиксированного значения  $k$  и найденного номера частоты  $j$  вычисляются разности фаз (индексы  $k$  и  $j$  здесь опускаем):

$$b_1 = \psi_1 - \psi_3, \quad b_2 = \psi_2 - \psi_4.$$

Затем определяются оценки  $X$  и  $Y$  по формуле (9).

7. Находятся прямоугольные координаты элементов отражения:

$$x_k = R_k X, \quad y_k = R_k Y, \quad z_k = R_k \sqrt{1 - X^2 - Y^2}.$$

8. Операции п. п. 6-8 повторяются для всех значений  $k = \overline{1, N}$ . В результате формируется совокупность точек  $\{x_k, y_k, z_k\}$ , которая отображается на экране и представляет изображение объектов в зоне видимости РЛС (по ширине ДНА).

9. Операции п. п. 2-9 повторяются при сканировании лучом РЛС всей зоны обзора.

*Замечание.* Так как фазовые детекторы однозначно измеряют разность фаз только на промежутке  $[0, 2\pi]$ , то для этого необходимо выполнение условия  $2\pi \delta_q / \lambda \leq 2\pi$ , т.е.  $\delta_q \leq \lambda$ .

Это достижимо при малых углах  $\varphi, \theta$  (при ширине ДНА порядка  $1^\circ - 3^\circ$ ). Если  $\delta_q > \lambda$ , то требуется иная схема расположения элементов антенны, например, с различным базовым расстоянием  $d$ .

При этом грубые каналы с малым базовым расстоянием обеспечивают однозначное измерение разности фаз, а точные каналы с большим базовым расстоянием дают уточнение оценок.

**Результаты моделирования.** Работа алгоритма моделировалась в одном элементе дальности.

Значение наклонной дальности  $R = 1000$  м. Длина волны  $\lambda = 0,01$  м. Базовое расстояние  $d = 0,1$  м. Ширина ДНА  $\Delta = \pi / 180 \approx 0,017$  рад, что соответствует линейной ширине примерно 17 м на указанной дальности. Коэффициент ДНА  $k_0 = \sqrt{1,4}$ . Угловые координаты  $\varphi, \theta$  элемента отражения в каждой реализации эксперимента выбирались на  $[-\Delta/2, \Delta/2]$  по равномерному закону. Фазовый шум  $\eta$  задавался по нормальному закону с нулевым средним и СКО  $\sigma_\eta$ .

Точность работы алгоритма оценивалась величиной расстояния между моделируемой точкой с координатами  $x, y$  и найденной алгоритмом точкой. На множестве 1000 реализации вычислялись средняя ошибка оценивания (среднее расстояние) и СКО ошибки в метрах (в таблице “Ошибка” и “СКО”). В таблице показано влияние фазового шума  $\eta$  на точность работы алгоритма – зависимости указанных характеристик от СКО  $\sigma_\eta$  (в радианах и градусах). Работа алгоритма считалась удовлетворительной, если средняя ошибка оценивания и СКО этой ошибки не превышали 1 м.

#### Влияние фазового шума

| $\sigma_\eta$ | 0,01рад<br>0,6° | 0,03<br>1,7° | 0,05<br>2,8° | 0,07<br>4° | 0,09<br>5,2° |
|---------------|-----------------|--------------|--------------|------------|--------------|
| Ошибка        | 0,14 м          | 0,43 м       | 0,71 м       | 1,00 м     | 1,29 м       |
| СКО           | 0,07 м          | 0,23 м       | 0,3 м        | 0,50 м     | 0,68 м       |

Близкие результаты получались и при более сложных правилах измерения разности фаз.

**Выводы.** Для фазовой ошибки, не превышающей  $3^\circ$ , алгоритм обеспечивает не менее чем в 2 раза более точное оценивание координат элементов поверхности по сравнению с алгоритмами, основанными на построении пеленгационной характеристики и восстановлении амплитуд [2]. Поэтому дальнейшие исследования целесообразно развивать в направлении повышения точности изменения разности фаз. Алгоритм легко реализуется без изменения аппаратной части существующих РЛС.

#### Библиографический список

1. Клочко В.К., Нгуен Ч.Т. Математическая модель системы формирования трехмерных радиоизображений на основе доплеровской фильтрации и оценивания координат // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. № 2 (44). С 11-18.

2. Нгуен Ч.Т. Алгоритмы формирования трехмерных радиоизображений на основе доплеровской фильтрации и оценивания координат // Вестник Рязанского государственного радиотехнического уни-

верситета. 2013. № 3 (45). С. 27 - 31.

3. Ключко В.К., Усачев А.Н. Математическая модель и методы оценивания угловых координат воздушных целей с помощью наземной доплеровской РЛС // Вестник Рязанского государственного радио-

технического университета. 2014. № 47. С. 41 – 46.

4. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.

УДК 621.375.029.64

*А.Г. Иванов, М.А. Иванов, В.Г. Левашов*

## ТЕХНОЛОГИЯ МОЩНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ L-ДИАПАЗОНА ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ АВИОНИКИ

*Разработан мощный опорный передатчик L-диапазона для информационно-измерительных систем авионики. Передатчик обеспечивает в полосе частот 1–1,55 ГГц усиление импульсного сигнала с 3–10 мВт до 500 Вт. Приведены результаты исследования передатчика при воздействии экстремальных температурных режимов. Модуль передатчика одновременно обеспечивает повышенную выходную мощность, широкополосность, высокий уровень надежности и стабильности.*

**Ключевые слова:** информационно-измерительная система, передатчик L-диапазон, авионика, температурные воздействия.

**Введение.** Наиболее сложными устройствами в контрольно-измерительных системах летательных аппаратов являются передатчики повышенного уровня мощности [1]. Они находят применение во многих радиоэлектронных системах (TCAS — система предупреждения столкновения самолётов в воздухе; MOD-S, IFF, MODE-S — системы идентификации летательных аппаратов; ADS-B — автоматическая система контроля; DME — в радарх слежения; TACAN — система тактической воздушной навигации и др.). Так, например, в основу системы “свой — чужой” (Identification Friend or Foe System — IFF) положена идея дополнительного запроса от наземного передатчика путем передачи радиосигнала с наземной станции и получения ответа от транспондера (приемо-передатчика) летательного аппарата. Запросы системы IFF используют специальный закодированный сигнал. Как показала практика, модули передатчиков L-диапазона являются основными приборами контроля и управления воздушными судами.

При этом совершенствование передатчиков идет по пути увеличения уровня мощности выходного сигнала, расширения частотного диапазона и широкополосности, снижения массогабаритных показателей, повышения надежности и стабильности работы с учетом воздействия дестабилизирующих факторов, улучшения технологичности и снижения себестоимости [2, 3, 4].

**Цель работы** — расширить возможности применения и улучшения основных параметров

опорного передатчика. Реализовать задачу совмещения высокой выходной мощности (не менее 500 Вт), широкой полосы пропускания (1–1,55 ГГц) импульсно-модулированного (ИМ) сигнала и контрольно-измерительных функций, обеспечивающих высокий уровень надежности и стабильности работы.

**Структура и основные характеристики передатчика L-диапазона.** Модуль передатчика реализован по технологии печатного монтажа на микрополосковых линиях передачи (МПЛ) и элементах с сосредоточенными параметрами. Используется подложка Arlon. На рисунке 1 представлена структурная схема и указаны основные параметры опорного передатчика L-диапазона. Устройство формирует ИМ сигнал передающего канала активной фазированной решетки (АФАР). Циркуляторы, разработанные на ООО НПК “Радарсервис”, обеспечивают уровень согласования между каскадами не более  $1,2 \pm 0,05$  при ширине полосы пропускания 1–1,55 ГГц. Трехкаскадная схема предварительного усилителя 1 выполнена на микросхемах АН-1, АН-102А и А312, что позволяет усилить входной сигнал до 2 Вт. Усилители 4, 6, 7 и семь усилителей с подключенными схемами АРУ на транзисторах УМ1015-300/12 включены по схеме с общей базой и обеспечивают коммутируемую выходную мощность модуля 500 Вт.

Каскады 1, 6 и 7 управляются модулятором 2, который обеспечивает управление ИМ радиочастотными сигналами со следующими параметрами.

Количество импульсов в пачке — два, длительность радиоимпульса  $0,75 \pm 0,05$  мкс, период следования импульсов в пачке  $15 \pm 0,1$  мкс, период следования пачек импульсов  $800 \pm 0,1$  мкс.

Количество импульсов в пачке — один, длительность радиоимпульса  $30 \pm 0,05$  мкс, период следования импульсов в пачке  $1,2 \pm 0,01$  мкс, период следования пачек импульсов  $800 \pm 0,1$  мкс.

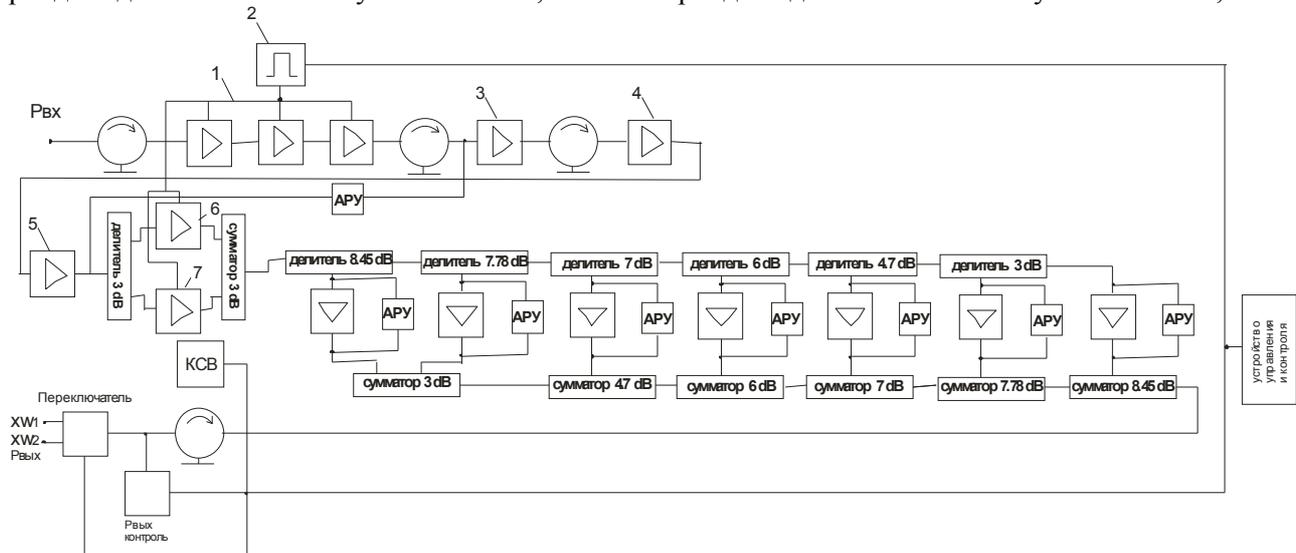


Рисунок 1 — Структурная схема опорного передатчика L-диапазона

Передатчик обеспечивает усиление входной импульсной мощности с 3–10 мВт до 500 Вт на выходе. При этом переключатель на р-и-п диодах типа МА43604-131 коммутирует ИМ сигнал на два информационных канала АФАР (xw1, xw2). Время переключения между каналами составило не более 1 мкс. Особенностью опорного передатчика является применение контрольно-измерительных устройств и автоматической регулировки усиления (АРУ), обеспечивающих надежность и стабильность работы изделия при повышенных уровнях выходной импульсной мощности и воздействии дестабилизирующих факторов (температура, влага, ударная нагрузка, ускорение и др.) Контролируется уровень выходной мощности ( $P_{\text{вых}}$  контроль) и коэффициент стоячей волны (КСВ) (рисунок 1). Датчиком, расположенным на основании, измеряется температура корпуса. Полученная информация поступает на устройство управления и контроля.

**Функциональный узел выходного усилителя мощности.** Выходной усилитель мощности опорного передатчика представляет собой усилитель на семи биполярных транзисторах, включенных по схеме с общей базой, без смещения, с отсечкой (класс С). Деление и суммирование мощности осуществляется с помощью направленных ответвителей Ланге, включенных последовательно [2]. При этом конструктивно-технологическая реализация шестого направленного ответвителя с переходным ослаблением 3 децибела имеет следующие особенности. Сильная связь выполнена на подвешенных связан-

ных линиях. Минимальный зазор между связанными МПЛ составил  $0,12 \pm 0,015$  мм.

Усилитель мощности состоит из двух плат размером  $186 \times 69,5 \times 1,3$  мм. Для расширения полосы пропускания индуктивности в цепях подачи смещения выполнены в виде отрезков позолоченной проволоки.

С целью повышения КПД и, соответственно, выходной мощности обеспечивались заданные точности деления и суммирования мощности в семи каскадах усилителя, для этого в процессе настройки соответствующие переходные ослабления направленных ответвителей выставлялись с точностью  $\pm 0,15$  дБ.

**Результаты эксперимента.** Измеренная выходная мощность модуля передатчика в диапазоне рабочих частот при нормальных условиях эксплуатации  $P_1$ , воздействии экстремальных температур  $P_2$ ,  $P_3$  и влаги  $P_4$  представлена на рисунке 2 (без подключения схем АРУ). При этом допустимая погрешность измерения параметров, заданных в технических условиях,  $\pm 10\%$ . Максимальное отклонение от  $P_1$  в верхней части частотного диапазона составило 49,7% при температуре  $+75^\circ\text{C}$ . При температуре  $-60^\circ\text{C}$  максимальное отклонение выходной мощности составило 26,6%. Таким образом, в большей степени на уход выходной мощности передатчика от номинального значения оказывает повышение температуры окружающей среды. Это обусловлено следующими основными факторами.

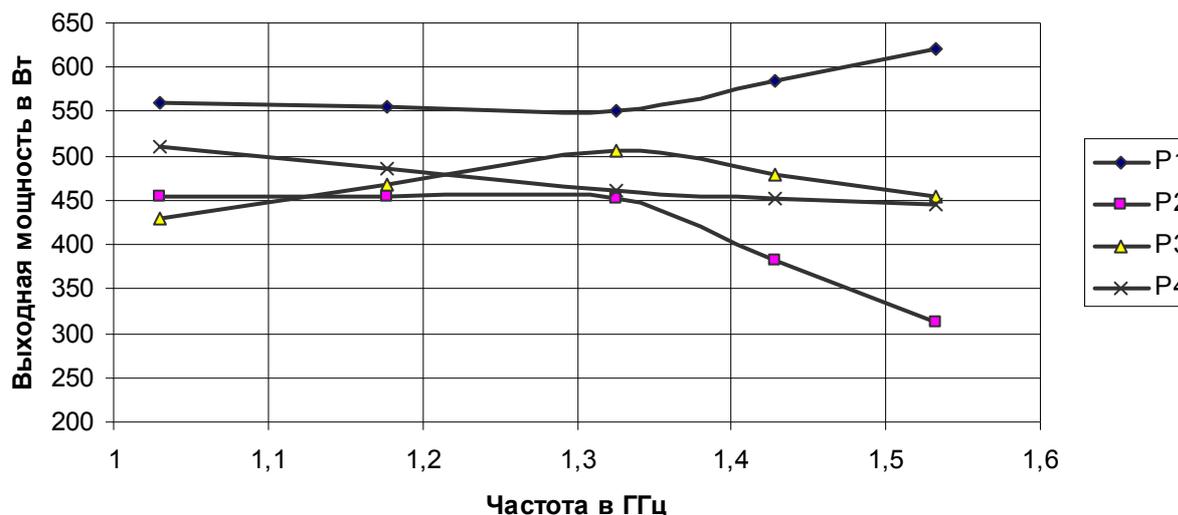


Рисунок 2 — Экспериментальные зависимости выходной мощности передатчика при различных температурных воздействиях:

P1 — комнатная температура; P2 — температура  $+75^{\circ}\text{C}$  (теплоустойчивость); P3 — температура  $-60^{\circ}\text{C}$  (холодоустойчивость); P4 — воздействие тумана (влагоустойчивость)

Относительная девиация диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь, которые даже у современных нагревостойких микроволновых диэлектриков достигают значительных величин [5]. Так, например, у поликора на частоте  $10^6$  ГГц при изменении температуры от  $20^{\circ}\text{C}$  до  $400^{\circ}\text{C}$  значительно меняется тангенс угла диэлектрических потерь, а относительная диэлектрическая проницаемость изменяется на 6,48 %, а на частоте  $10^{10}$  ГГц относительная диэлектрическая проницаемость изменяется на 3,1 %, при этом тангенс угла диэлектрических потерь изменяется незначительно и составляет величину порядка  $3 \cdot 10^{-4}$  единиц. К недостаткам поликора можно отнести отсутствие стабильности удельного объемного сопротивления при воздействии повышенных температур и уменьшение пробивного напряжения с ростом частоты.

Девиация коэффициентов усиления в предварительных каскадах опорного передатчика.

Отклонение от номинальных значений коэффициентов усиления в выходном усилителе мощности.

Для компенсации влияния на выходную мощность передатчика дестабилизирующих факторов к каждому из семи УМ подключена схема АРУ (рисунок 1). Это позволило при изменении входного ИМ сигнала от 3 до 10 мВт обеспечить изменение выходной мощности не более чем на 3%.

**Выводы.** Разработанный модуль опорного передатчика L-диапазона состоит из пятнадцати усилителей, модулятора, двенадцати направленных ответвителей, четырех циркуляторов, пере-

ключателя, платы управления и блока питания.

Модуль обеспечивает в полосе частот 1—1,55 ГГц усиление входного импульсного сигнала с 3—10 мВт до 500 Вт, также реализованы: коммутация ИМ радиочастотного сигнала на два канала АФАР, контроль выходных параметров и температуры, оперативное управление по цепям подачи смещения для предотвращения не санкционированных режимов. При этом внедренные в практику схемно-технические и конструктивно-технологические решения позволили создать надежный и широкополосный передатчик повышенного уровня мощности, который эффективно используется в информационно-измерительных системах авионики и не уступает по своим характеристикам мировым аналогам [6].

#### Библиографический список

1. Вамберский М.В., Казанцев В.И., Шелухин С.А. Передающие устройства СВЧ. — М.: Высшая школа, 1984. — 447 с.
2. Гармаш С.В., Кищинский А.А. Сравнительный анализ схем суммирования мощности СВЧ усилителей с октавной полосой частот // Режим доступа: <http://mwsystems.ru/attach/article/12.pdf> (дата обращения 15.04.2014).
3. Wood S., Pengelly R., Crescenzi J. A high efficiency Doherty amplifier with digital predistortion for WiMAX. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. Feb. 2011. Vol. 59. P. 425—434.
4. By Jerry Chang. New plug-and-play power solution modules for L- and S-band pulsed radar applications. September 2007. // Режим доступа: <http://www.mpdigest.com/issue/Articles/2007/sept/Microsemi/Default.asp> (дата обращения 15.04.2014).
5. Конструктивно-технологические основы проектирования полосковых микросхем / И.П. Бушмин-

ский, А.Г. Гудков, В.Ф. Дергачев; под ред. И.П. Бушминского. — М.: Радио и связь, 1978. — 272 с.

6. H. Yi, S. Hong. Design of L-band high speed

pulsed power amplifier LDMOS FET // Progress in electromagnetics research M. 2008, Vol. 2. P. 153–165.

УДК 621.396.96

*А.Ю. Нарбеков*

## СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ С ИЗМЕНЯЮЩИМСЯ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

*Предложен новый метод оценки спектральной плотности мощности радиотехнических сигналов с изменяющимся динамическим диапазоном, не требующий наличия априорной информации о собственных значениях корреляционной матрицы полезного сигнала. Приведены примеры применения данного алгоритма к оценке спектральной плотности мощности лазерного сигнала. Произведена оценка эффективности метода. При дисперсии  $D = 1000$  точность оценки составляет  $1,06 \times 10^{-3}$ .*

**Ключевые слова:** собственные значения, собственные векторы, преобразование Карунена-Лоэва.

**Введение.** Под изменением динамического диапазона радиотехнических сигналов в данном случае понимается вариация их некоррелированной компоненты, вызванная наличием на входе приемника аддитивной смеси коррелированного полезного сигнала и некоррелированной мешающей компоненты в виде белого гауссовского шума (БГШ), искажающего спектральную плотность мощности. Отметим, что в некоторых случаях (например, при приёме радиолокационных эхо-сигналов в системах управления воздушным движением) динамический диапазон может резко меняться вследствие поворота диаграммы направленности антенны во время сканирования пространства, что при наличии источника активных шумовых помех (АШП) приводит к значительным вариациям коэффициента их усиления. Данная проблема рассматривалась в работах [1, 2].

**Цель работы** — получение эффективного алгоритма оценки спектральной плотности мощности радиотехнического сигнала с изменяющимся динамическим диапазоном.

**Теоретическая часть.** Пусть  $\mathbf{R}$  — корреляционная матрица полезного сигнала, имеющая теплицеву структуру. Предполагая наличие на входе приёмника только смеси БГШ и полезного сигнала, представим ненормированную корреляционную матрицу принимаемого колебания следующим образом:

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{R} + P_n \mathbf{I}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{I}$  — единичная матрица,  $P_n$  — относительная мощность АШП.

Вектор  $\lambda$  собственных значений корреляционной матрицы  $\mathbf{R}$  полезного сигнала и вектор  $\lambda_n$  собственных значений корреляционной матрицы  $\mathbf{R}_n$  смеси отличаются друг от друга из-за наличия мешающей некоррелированной компоненты. Минимальное собственное число  $\min(\lambda_n)$  определяется преимущественно уровнем мощности БГШ [3]. Однако матрицы  $\mathbf{G}$  и  $\mathbf{G}_n$  собственных векторов матриц  $\mathbf{R}$  и  $\mathbf{R}_n$  тождественно равны [4].

Для восстановления спектра неискаженного шумами колебания необходимо изменить вектор  $\lambda_n$  так, чтобы измененный вектор  $\lambda_{\text{корр}}$  был бы близок к вектору  $\lambda$ . Тогда преобразованием Карунена-Лоэва можно восстановить корреляционную матрицу  $\mathbf{R}_{\text{корр}}$  полезного сигнала [5]:

$$\mathbf{R}_{\text{корр}} = \mathbf{G}_n \cdot \text{diag}(\lambda_{\text{корр}}) \cdot \mathbf{G}_n^T,$$

так как полагается, что  $\mathbf{G}_n = \mathbf{G}$ , а  $\lambda \approx \lambda_{\text{корр}}$ , следовательно,  $\mathbf{R}_{\text{корр}} \approx \mathbf{R}$ . Восстановление корреляционных свойств полезного сигнала даёт возможность произвести его спектральный анализ, исключив негативное воздействие мешающей некоррелированной компоненты.

Проблема заключается в получении вектора собственных значений  $\lambda_{\text{корр}}$ . Очевидно, что не имея какой-либо априорной информации о векторе  $\lambda$ , затруднительно получить  $\lambda_{\text{корр}}$  такой, что  $|\lambda - \lambda_{\text{корр}}| \rightarrow 0$ .

Из (1) следует, что  $\lambda_n = \lambda + \mathbf{p}$ , где  $\mathbf{p} = [P_n, P_n, \dots, P_n, P_n]$  — вектор, совпадающий по размерности с  $\lambda$ . Для нормированной корреляционной матрицы смеси  $\mathbf{N}_n$  вектор её собственных значений  $\lambda_N = \lambda_n / R_{n,0,0}$ , где  $R_{n,0,0}$  — крайний верх-

ний левый элемент ненормированной матрицы  $\mathbf{R}_n$ .

Образуем векторы  $\mathbf{a}$  и  $\mathbf{b}$  таким образом, что

$$\begin{aligned} a_i &= \lambda_{i+1} - \lambda_i, \\ b_i &= \lambda_{N_{i+1}} - \lambda_{N_i}. \end{aligned} \quad (2)$$

С учетом соотношений между собственными значениями матриц  $\mathbf{N}_n$  и  $\mathbf{R}$  получаем

$$\begin{aligned} b_i &= \lambda_{N_{i+1}} - \lambda_{N_i} = \\ &= \frac{(\lambda_{i+1} + P_n - \lambda_i - P_n)}{R_{n,0,0}} = \frac{(\lambda_{i+1} - \lambda_i)}{R_{n,0,0}} = \frac{1}{R_{n,0,0}} a_i. \end{aligned}$$

Из (2) следует, что элементы с одинаковыми индексами векторов  $\mathbf{a}$  и  $\mathbf{b}$  разности собственных значений корреляционных матриц  $\mathbf{N}_n$  и  $\mathbf{R}$  пропорциональны друг другу, а значит сами векторы сонаправлены. Определим разность векторов:

$$\begin{aligned} \mathbf{a} - \mathbf{b} &= \\ \mathbf{a} - \frac{\mathbf{a}}{R_{n,0,0}} &= \mathbf{a} \cdot \left(1 - \frac{1}{R_{n,0,0}}\right) = \mathbf{a} \cdot \frac{R_{n,0,0} - 1}{R_{n,0,0}}. \end{aligned} \quad (3)$$

Выразим вектор  $\mathbf{a}$  через вектор  $\mathbf{b}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{a} - \mathbf{a} \cdot \frac{R_{n,0,0} - 1}{R_{n,0,0}} &= \mathbf{b}, \\ \mathbf{a} \left(1 - \frac{R_{n,0,0} - 1}{R_{n,0,0}}\right) &= \mathbf{b}, \\ \mathbf{a} \left(\frac{R_{n,0,0} - R_{n,0,0} + 1}{R_{n,0,0}}\right) &= \mathbf{b}, \\ \mathbf{a} &= R_{n,0,0} \cdot \mathbf{b}. \end{aligned}$$

С учетом (2) имеем:

$$\lambda_i = R_{n,0,0} \cdot (\lambda_{N_i} - \lambda_{N_{i-1}}) + \lambda_{i-1}. \quad (4)$$

Известно, что минимальное собственное число корреляционной матрицы определяется преимущественно уровнем мощности шума, т.е.  $P_n \approx \min(\lambda_n)$ . Поскольку считаем, что шум аддитивный, белый и других мешающих воздействий кроме него на полезный сигнал нет, то уровень мощности шума будет суммироваться только с элементами главной диагонали матрицы  $\mathbf{R}$  (см. вступление). Так как матрица  $\mathbf{R}$  нормированная, то элементами её главной диагонали являются единицы. Таким образом, элемент  $R_{n,0,0}$  можно определить, как

$$R_{n,0,0} = R_{0,0} + \min(\lambda_n) = 1 + \min(\lambda_n),$$

где  $R_{0,0}$  — крайний верхний левый элемент матрицы  $\mathbf{R}$ .

Тогда дробь из (3) принимает вид:

$$\begin{aligned} \frac{R_{n,0,0} - 1}{R_{n,0,0}} &= \frac{1 + \min(\lambda_n) - 1}{R_{n,0,0}} = \min(\lambda_n), \\ R_{n,0,0} &= \frac{1}{1 - \min(\lambda_n)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Подставляя (5) в (4), окончательно имеем:

$$\lambda_{\text{корр } i} = \frac{1}{1 - \min(\lambda_n)} \cdot (\lambda_{N_i} - \lambda_{N_{i-1}}) + \lambda_{\text{корр } i-1}. \quad (6)$$

Принимая  $\lambda_{\text{корр } 0} = 0$ , вектор оценки  $\lambda_{\text{корр}}$  собственных значений корреляционной матрицы  $\mathbf{R}_{\text{корр}}$  может быть восстановлен на основе значений вектора  $\lambda_n$  собственных значений нормированной корреляционной матрицы  $\mathbf{N}_n$  смеси полезного сигнала и аддитивного белого гауссовского шума.

**Экспериментальная часть.** Таким образом, можно выделить следующую последовательность определения спектральной плотности мощности (СПМ) сигнала с изменяющимся динамическим диапазоном:

- 1) формирование корреляционной последовательности на основе входной выборки;
- 2) формирование корреляционной матрицы входной выборки на основе корреляционной последовательности;
- 3) определение собственных значений и собственных векторов корреляционной матрицы входной выборки;
- 4) вычисление оценки вектора собственных значений корреляционной матрицы полезного сигнала на основе алгоритма (6);
- 5) восстановление корреляционной матрицы полезного сигнала на основе вектора оценки ее собственных значений с помощью преобразования Карунена-Лоэва;

6) вычисление оценки СПМ полезного сигнала на основе преобразования Винера-Хинчина. В соответствии с изложенной методикой вычислим СПМ сигнала для двух случаев:

- для идеального белого шума с равномерной СПМ;
- для модели смеси реального лазерного сигнала и белого гауссовского шума с изменяющимся динамическим диапазоном.

Для случая идеального белого шума корреляционная матрица  $\mathbf{R}$  полезного сигнала моделируется на основе формулы:

$$R_{j,k} = (-1)^{j-k} \exp\left(-\frac{\pi^2 (\Delta F_c T)^2 (j-k)^2}{2,8}\right),$$

где  $\Delta F_c T$  — относительная ширина спектра сигнала. Матрица смеси формируется на основе (1).

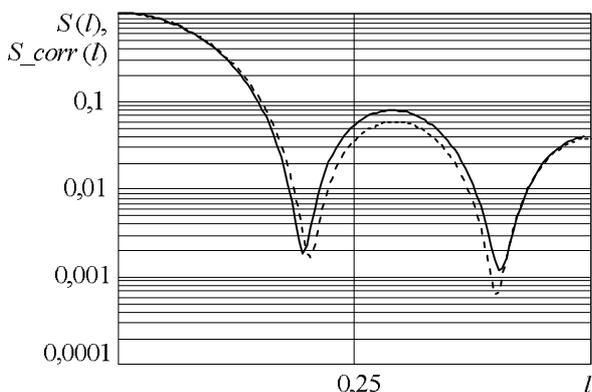
Вычисления показали, что величина  $\sigma$  среднеквадратического отклонения (СКО) СПМ полезного сигнала от оценки СПМ полезного сигнала, вычисленной по алгоритму (6), принимает постоянное значение  $6,1473 \times 10^{-6}$  для широкого диапазона относительного уровня  $P_n$  мощности шума — от  $10^{-6}$  до  $10^{-1}$ .

Такое значение СКО связано с отсутствием априорной информации о векторе  $\lambda$  собственных значений корреляционной матрицы полезного сигнала, т.е. элемент  $\lambda_{\text{корр } 0}$  принимается равным нулю. Условия эксперимента позволяют задать  $\lambda_{\text{корр } 0} = \lambda_0$ . В этом случае  $\sigma = 4,9559 \times 10^{-11}$  в широком диапазоне  $P_n$ .

Данный пример показывает предельные возможности предлагаемого метода по оценке СПМ полезного сигнала при воздействии на него АШП с широким динамическим диапазоном.

Рассмотрим модель смеси реального лазерного сигнала и белого гауссовского шума. В данном случае используется реальный не зашумленный лазерный сигнал. Отсчеты белого шума моделируются в соответствии с нормальным распределением плотности вероятности.

СПМ  $S(l)$  лазерного сигнала (сплошная кривая) и оценка СПМ  $S_{\text{corr}}(l)$  (пунктирная кривая) по зашумленной выборке с дисперсией шума, равной 1000 единиц относительно уровня сигнала, представлены на рисунке, где  $l$  — относительная частота.



Спектральные плотности мощности лазерного сигнала и её оценка

Зависимость СКО  $\sigma$  от дисперсии  $D$  шума представлена в таблице.

Зависимость среднего квадрата ошибки от дисперсии шума

| $D$      | 0                     | 100                   | 500                   | 1000                  |
|----------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $\sigma$ | $2,78 \times 10^{-5}$ | $4,19 \times 10^{-4}$ | $3,72 \times 10^{-4}$ | $1,06 \times 10^{-3}$ |

Как показал эксперимент, точность оценки СПМ предлагаемым методом с ростом уровня мощности шума уменьшается. Это может быть

объяснено рядом причин.

Во-первых, нарушается пропорциональность между разностными векторами  $\mathbf{a}$  и  $\mathbf{b}$ , на основании которой получен алгоритм (6).

Во-вторых, нарушается тождественное равенство матриц  $\mathbf{G}$  и  $\mathbf{G}_n$  собственных векторов корреляционных матриц полезного сигнала и смеси соответственно.

Данные причины являются следствием случайного характера БГШ.

**Выводы.** Таким образом, был предложен новый параметрический метод оценки спектральной плотности мощности сигналов, пораженных активной шумовой помехой с широким динамическим диапазоном, не требующий априорной информации о полезном сигнале.

Метод обладает следующими допущениями:

- считаем, что шум имеет равномерную СПМ на всех частотах и, следовательно, корреляционная матрица смеси отличается от корреляционной матрицы полезного сигнала лишь элементами главной диагонали, которые суммируются с уровнем мощности шума (постоянным);

- считаем, что матрицы  $\mathbf{G}$  и  $\mathbf{G}_n$  собственных векторов корреляционных матриц полезного сигнала и смеси тождественно равны.

Эксперименты показали, что предлагаемый метод обладает потенциальной точностью оценки СПМ  $\sigma = 6,1473 \times 10^{-6}$  при условии отсутствия априорной информации о полезном сигнале.

Была проведена оценка СПМ лазерного сигнала, пораженного АШП. При дисперсии  $D = 1000$  точность оценки составляет  $1,06 \times 10^{-3}$ , что подтверждает работоспособность метода.

#### Библиографический список

1. Андреев В.Г., Коробков М.А. Метод спектрального сверхразрешения, основанный на модификации собственных значений корреляционной матрицы // Информационные технологии в научных исследованиях: межвузовский сб. научн. тр.— Рязань: РГРТУ, 2012.— С. 12-15.
2. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф., Нарбеков А.Ю. Адаптивная фильтрация комбинированных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. № 3 (45). С. 38 - 41.
3. Андреев В.Г. Линейно-ограниченные регрессионные модели локационных сигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2006. № 19. С. 62-65.
4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его применения: пер. с англ.— М.: Мир, 1990.— 584 с.
5. Стренг Г. Линейная алгебра и ее применения: пер. с англ.— М.: МИР, 1980.— 456 с.