

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, φ, θ , где R – радиальная дальность, φ – азимут, θ – угол места. Угол φ отсчитывается от оси oz в горизонтальной плоскости oxz в положительном направлении против часовой стрелки, угол θ – 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 φ, θ – 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; λ – длина волны; ξ – случайная величина, равномерно распределенная на $[0, 2\pi]$; $\dot{p}_q(f_j)$ – комплексный белый шум с нулевым средним; γ_q – мультипликативная помеха, обусловленная нестабильной работой приемных ка-

налов; δ_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 φ, θ 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 χ_q и η_q – случайные величины, обусловленные шумом $\dot{p}_q(f_j)$.

Так как амплитудная характеристика ДНА во всех каналах одинакова, то использовать (6) для оценки φ и θ 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 ε – разность шумов η .

3. Находим из (8) X и Y , пренебрегая ошибками ε_1 и ε_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 ψ_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 φ, θ (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 φ, θ элемента отражения в каждой реализации эксперимента выбирались на $[-\Delta/2, \Delta/2]$ по равномерному закону. Фазовый шум η задавался по нормальному закону с нулевым средним и СКО σ_η .

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 η на точность работы алгоритма – зависимости указанных характеристик от СКО σ_η (в радианах и градусах). Работа алгоритма считалась удовлетворительной, если средняя ошибка оценивания и СКО этой ошибки не превышали 1 м.

Влияние фазового шума

σ_η	0,01рад 0,6°	0,03 1,7°	0,05 2,8°	0,07 4°	0,09 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° , 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.

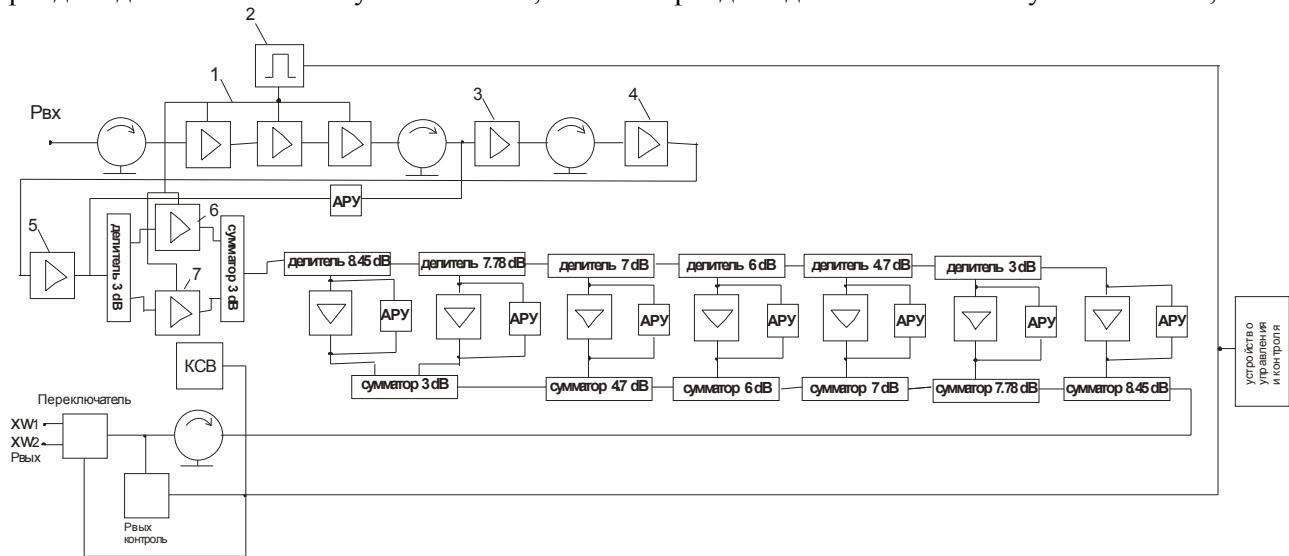


Рисунок 1 — Структурная схема опорного передатчика L-диапазона

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°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.

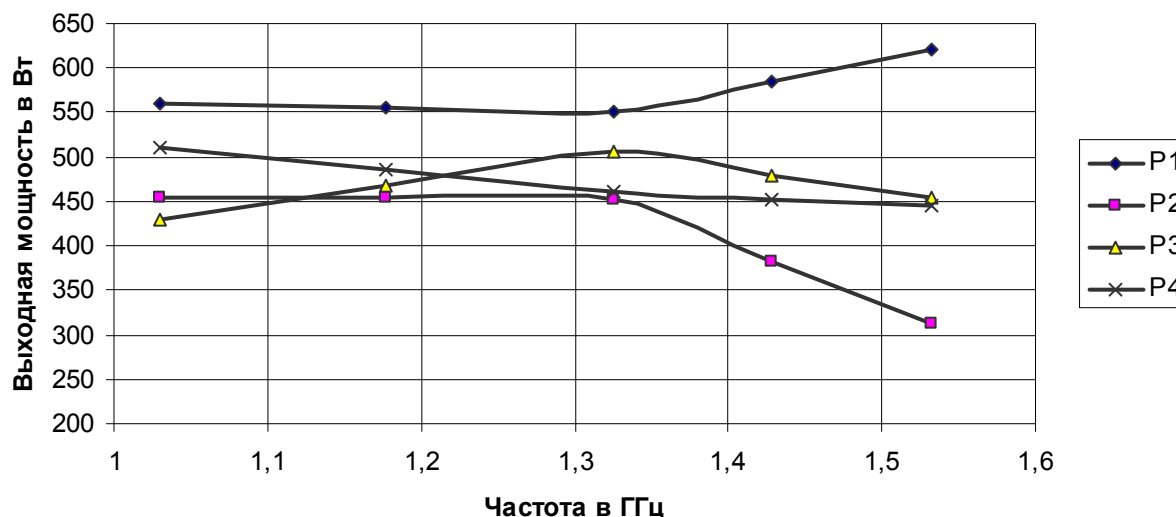


Рисунок 2 — Экспериментальные зависимости выходной мощности передатчика при различных температурных воздействиях:

P1 — комнатная температура; P2 — температура $+75^{\circ}\text{C}$ (теплоустойчивость); P3 — температура -60°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°C до 400°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 λ собственных значений корреляционной матрицы \mathbf{R} полезного сигнала и вектор λ_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 λ_n так, чтобы измененный вектор $\lambda_{\text{корр}}$ был бы близок к вектору λ . 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 λ , 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 λ . 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 λ_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).

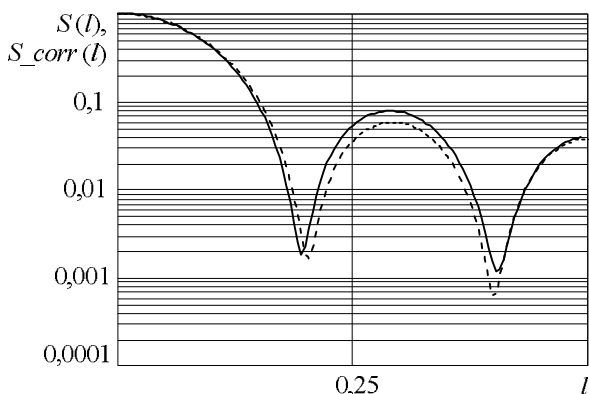
Вычисления показали, что величина σ среднеквадратического отклонения (СКО) СПМ полезного сигнала от оценки СПМ полезного сигнала, вычисленной по алгоритму (6), принимает постоянное значение $6,1473 \times 10^{-6}$ для широкого диапазона относительного уровня P_n мощности шума — от 10^{-6} до 10^{-1}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

Такое значение СКО связано с отсутствием априорной информации о векторе λ 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 σ от дисперсии D шума представлена в таблице.

Зависимость среднего квадрата ошибки от дисперсии шума

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

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.