УДК 629.7.054’842
ГРНТИ 78.25.31

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОТРАЖЕННОГО ОТ ПЛОЩАДНОЙ ЦЕЛИ КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА РАДИОВЫСОТОМЕРА НА ОСНОВЕ АППРОКСИМАЦИИ КОМПЛЕКСНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА ДРОБНО-РАЦИОНАЛЬНОЙ ФУНКЦИЕЙ

Е.Е. КОЛТЫШЕВ, доктор технических наук, профессор
АО НИИП имени В.В. Тихомирова (г. Жуковский)
В.А. БУЛАНОВ
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
С.Л. ИВАНОВ, кандидат технических наук
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
А.Ю. ТРУЩИНСКИЙ, кандидат технических наук
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Разработана математическая модель отраженного от площадной цели когерентного сигнала радиовысотомера на основе аппроксимации комплексно-частотной характеристики цифрового фильтра дробно-рациональной функцией, на основании которой получено выражение, определяющее мощность отраженного сигнала в канале дальности. Проведен сравнительный анализ математических моделей разработанных на основе различных аппроксимирующих функций комплексно-частотных характеристик цифровых фильтров системы обработки в радиовысотомерах. Выполнена проверка адекватности разработанной математической модели по результатам летного эксперимента.

Ключевые слова: когерентный радиовысотомер, математическая модель, мощность отраженного сигнала, комплексно-частотная характеристика, дробно-рациональная функция.

THE RADIO ALTIMETER COHERENT SIGNAL REFLECTED FROM AN AREA TARGET MATHEMATICAL MODEL BASED ON APPROXIMATION OF THE COMPLEX FREQUENCY RESPONSE OF A DIGITAL FILTER BY A FRACTIONAL-RATIONAL FUNCTION

E.E. KOLTYSHEV, Doctor of Technical sciences, Professor
V.V. Tikhomirov Scientific Research Institute of Instrument Engineering (Zhukovsky)
V.A. BULANOV
MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)
S.L. IVANOV, Candidate of Technical sciences
MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)
A.YU. TRUSCHINSKIY, Candidate of Technical sciences
MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

A mathematical model of the radio altimeter coherent signal reflected from an area target based on the approximation of the complex frequency characteristic of a digital filter by a fractional-rational function is developed, on the basis of which an expression is obtained that determines the power of the reflected signal in the range channel. A comparative analysis of mathematical models developed on the basis of the processing system digital filters complex frequency characteristics various approximating functions in radio altimeters is carried out. The adequacy of the developed mathematical model based on the results of the flight experiment was verified.

Keywords: coherent radio altimeter, mathematical model, reflected signal power, complex frequency response, fractional-rational function.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение. Одним из основных навигационных параметров, необходимых для управления воздушным судном на всех этапах полета, является скорость носителя [1].

В настоящее время разработаны различные способы и алгоритмы, описывающие возможные пути определения путевой и вертикальной скорости носителя [1]. Среди них особое место занимает способ однолучевого определения составляющих скорости БЛА на основе сигналов штатного когерентного радиовысотомера (РВ) [2]. Преимуществом данного способа перед способами, описанными в [1], является возможность измерения высоты и скорости летательного аппарата одним устройством на базе когерентного РВ с однонаправленной малогабаритной антенной системой. За счет использования большого числа разрешаемых элементов поверхности способ обладает сниженной среднеквадратической ошибкой измерения составляющих высоты и скорости, кроме того за счет вертикального зондирования обеспечивается устойчивая работа над разными видами подстилающей поверхности, включая морскую.

Актуальность. При всех преимуществах, реализация указанного способа требует высокого быстродействия вычислительной системы в силу заложенного в него алгоритма расчета опорных дальностно-доплеровских портретов (ДДП) отражений от подстилающей поверхности. Оценка проекций скорости носителя производится на основе сравнения множества опорных ДДП и ДДП, сформированного в системе обработки РВ по принятым эхо-сигналам. Опорные ДДП строятся на основе используемой в [2] модели спектральной плотности мощности отраженного от площадной цели сигнала, содержащей трудоемкую операцию численного интегрирования. В связи с этим разработка и использование упрощенной, не требующей сложных вычислений, математической модели спектральной плотности мощности эхо-сигнала РВ позволит реализовать описанный способ в реальном масштабе времени.

Цель статьи – разработка и исследование модели отраженного от подстилающей поверхности сигнала импульсного когерентного радиовысотомера.

При разработке модели отраженного сигнала будем считать, что носитель находится на высоте H над поверхностью (точка O') и двигается со скоростью V, которая раскладывается на путевую составляющую $V_{П} = V\cos\upsilon$ и вертикальную – $V_{В} = V\sin\upsilon$, где υ – угол тангажа носителя.

Рассмотрим модель отраженного радиолокационного сигнала от элементов поверхности. Модель фона представим в виде изотропной поверхности с некоррелированными отражателями, которые находятся на дальности *R* от антенны радиовысотомера (рисунок 1).

Сигнал, отраженный от облучаемого РВ участка земной поверхности в предположении наблюдения отражателей в каналах дальности в течение всего времени накопления сигнала, определяется выражением [3]

$$\dot{s}(t) = \int_{0}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} \dot{\varepsilon}(\beta,\gamma) G(\gamma) \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(\frac{2R}{\lambda} - \left[\frac{2V_{П}}{\lambda}\cos\beta\cos\gamma - \frac{2V_{В}}{\lambda}\sin\gamma\right]t\right)} d\beta d\gamma, \quad (1)$$

где $\dot{\varepsilon}(\beta,\gamma)$ – комплексная удельная функция амплитуды отражения элементарного отражателя с релеевской плотностью вероятности, параметр которой равен удельной эффективной площади отражения (ЭПО) земной поверхности σ_0^2; β и γ – углы наблюдения элементарного отражателя по азимуту и углу места; $G(\gamma)$ – диаграмма направленности антенны (ДНА) в направлении элементарного отражателя (вид ДНА не зависит от координаты β).

СОДЕРЖАНИЕ

При дальнейшем исследовании будем использовать выражение $G(\gamma) = \exp\left[-\pi\left(\frac{\gamma}{\gamma_0}\right)^2\right]$ для аппроксимации ДНА в области главного луча. Выбор такой аппроксимации ДНА обусловлен тем, что она позволяет достичь минимальной дисперсии определения угловых координат отражателя, а также наибольшее отношение сигнал/шум на входе приемника при фиксированной наклонной дальности [4]; γ_0 – ширина ДНА по угломестной координате; $V_п$ и $V_в$ – составляющие скорости носителя – путевая и вертикальная; R – наклонная дальность от носителя до элементарной площадки.

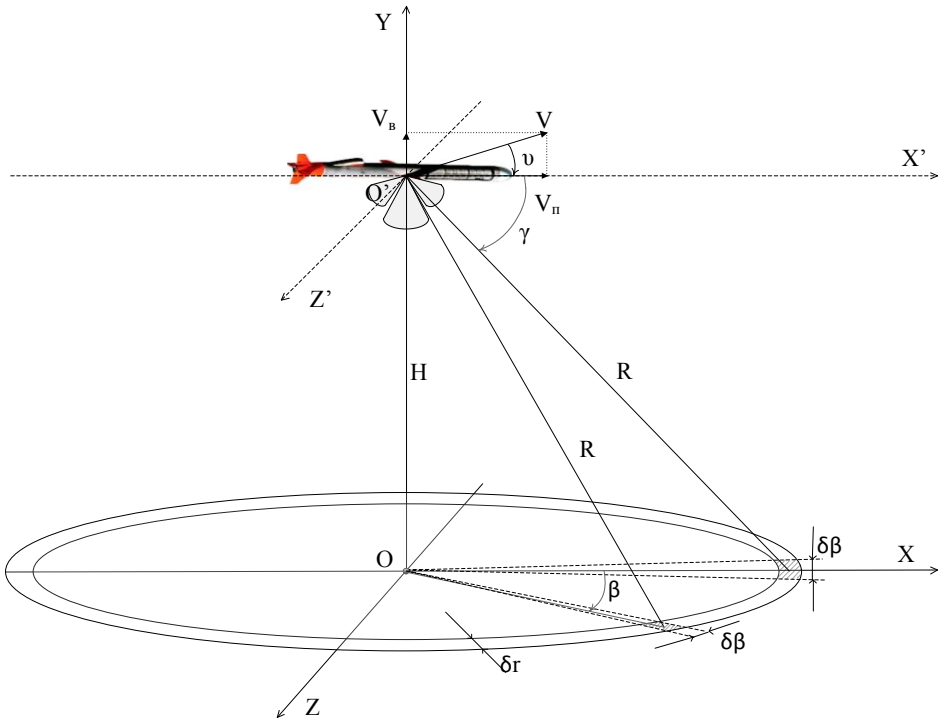


Рисунок 1 – Графическая интерпретация задачи

Свяжем ось OX’ системы координат с направлением проекции вектора скорости носителя на горизонтальную плоскость (с направлением путевой скорости) и запишем доплеровскую частоту отраженного сигнала от элементарной площадки

$$f_д(\beta,\gamma) = \frac{2V_п}{\lambda}\cos\beta\cos\gamma - \frac{2V_в}{\lambda}\sin\gamma\,. \qquad (2)$$

В пределах малого углового размера строба дальности коэффициент усиления антенны в области ДНА, а также доплеровские частоты элементарных отражателей, практически не изменяются [3], поэтому (1) можно представить

$$\dot{s}(t) = G\left(\gamma_{стр}\right)\int_{-\pi}^{\pi}\dot{\varepsilon}\left(\beta,\gamma_{стр}\right)e^{j2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}-f_д(\beta,\gamma_{стр})t\right)}d\beta\,, \qquad (3)$$

где $\gamma_{стр}$ – угол места строба дальности относительно вектора путевой скорости носителя.

Корреляционная функция сигнала (3) имеет вид

СОДЕРЖАНИЕ

$$\dot{K}_0(t_1,t_2)=\overline{\dot{s}(t_1)\cdot\dot{s}^*(t_2)}=$$

$$=G^2(\gamma_{cmp})\int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\overline{\dot{\varepsilon}(\beta_1,\gamma_{cmp})e^{j2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}-f_\partial(\beta_1,\gamma_{cmp})t_1\right)}\dot{\varepsilon}^*(\beta_2,\gamma_{cmp})e^{-j2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}-f_\partial(\beta_2,\gamma_{cmp})t_2\right)}}d\beta_1 d\beta_2= \quad (4)$$

$$=G^2(\gamma_{cmp})\int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\langle\dot{\varepsilon}(\beta_1,\gamma_{cmp})\dot{\varepsilon}^*(\beta_2,\gamma_{cmp})\rangle e^{j2\pi(f_\partial(\beta_2,\gamma_{cmp})t_2-f_\partial(\beta_1,\gamma_{cmp})t_1)}d\beta_1 d\beta_2,$$

где $\overline{(...)}$ – операция статистического усреднения по времени, а $\langle ... \rangle$ – операция статистического усреднения по угловой координате.

В предположении независимости сигналов отдельных отражателей в элементе разрешения по дальности – $\left\langle\dot{\varepsilon}\left(\beta_1,\gamma_{cmp}\right)\dot{\varepsilon}^*\left(\beta_2,\gamma_{cmp}\right)\right\rangle=\sigma_0^2\delta\left(\beta_2-\beta_1\right)$ [5], где σ_0^2 – удельная ЭПР подстилающей поверхности. Используя фильтрующие свойства дельта-функции, преобразуем выражение (4) к виду

$$\dot{K}_0(\tau)=G^2(\gamma_{cmp})\int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\sigma_0^2\delta(\beta_2-\beta_1)e^{j2\pi(f_\partial(\beta_2,\gamma_{cmp})t_2-f_\partial(\beta_1,\gamma_{cmp})t_1)}d\beta_1 d\beta_2=$$

$$=G^2(\gamma_{cmp})\sigma_0^2\int_{-\pi}^{\pi}e^{j2\pi(f_\partial(\beta_1,\gamma_{cmp})t_2-f_\partial(\beta_1,\gamma_{cmp})t_1)}d\beta_1=G^2(\gamma_{cmp})\sigma_0^2\int_{-\pi}^{\pi}e^{j2\pi f_\partial(\beta,\gamma_{cmp})\tau}d\beta, \quad (5)$$

где $\tau=t_2-t_1$.

Спектральная плотность отражений от подстилающей поверхности определяется преобразованием Фурье от корреляционной функции (5)

$$\dot{S}\left(f\right)=\int_{-\infty}^{\infty}K_0(\tau)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f\tau}\,d\tau=\sigma_0^2G^2\left(\gamma_{\text{стр}}\right)\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\pi}^{\pi}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_\partial(\beta,\gamma_{cmp})\tau}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f\tau}\,d\beta d\tau=$$

$$=\sigma_0^2G^2\left(\gamma_{\text{стр}}\right)\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\pi}^{\pi}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_\partial(\beta,\gamma_{cmp})-f)\tau}\,d\beta d\tau=\sigma_0^2G^2\left(\gamma_{\text{стр}}\right)\int_{-\pi}^{\pi}\delta(f-f_\partial(\beta,\gamma_{cmp}))d\beta. \quad (6)$$

Спектр мощности отраженного сигнала на выходе приемника, осуществляющего спектральный анализ на основе преобразования Фурье, определяется соотношением [6]

$$P=\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}\left(f\right)\left|K\left(f\right)\right|^2df, \quad (7)$$

где $K\left(f\right)$ – коэффициент передачи доплеровского канала фильтрации отраженных сигналов или комплексная частотная характеристика (КЧХ) доплеровского фильтра.

Рассмотрим аппроксимацию КЧХ данного фильтра дробно-рациональной функцией вида

$$K(f)=\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{1}{(1+j2\pi T(f-f_\phi))}, \quad (8)$$

где $T=\dfrac{1}{\Delta f_\phi}$ – интервал когерентного накопления отраженных сигналов, f_ϕ, Δf_ϕ – частота настройки и полоса фильтра соответственно.

СОДЕРЖАНИЕ

$$\left|K(f)\right|^2 = \frac{1}{4\pi^2}\cdot\frac{1-j2\pi T(f-f_\phi)}{1+j4\pi^2T^2(f-f_\phi)^2}\cdot\frac{1+j2\pi T(f-f_\phi)}{1+j4\pi^2T^2(f-f_\phi)^2} = \frac{1}{4\pi^2}\cdot\frac{1}{1+j4\pi^2T^2(f-f_\phi)^2}. \quad (9)$$

Подставляя (6) и (9) в (7), получим

$$P(f_\phi) = \frac{1}{4\pi^2}\sigma_0^2G^2(\gamma_{\text{стр}})\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\pi}^{\pi}\delta(f-f_\partial(\beta,\gamma_{стр}))\frac{1}{1+j4\pi^2T^2(f-f_\phi)^2}d\beta df =$$

$$= \frac{1}{4\pi^2}\sigma_0^2G^2(\gamma_{\text{стр}})\int_{-\pi}^{\pi}\frac{1}{1+j4\pi^2T^2(f_\phi-f_\partial(\beta,\gamma_{стр}))^2}d\beta. \quad (10)$$

Обозначим $S_0 = \frac{1}{4\pi^2}\sigma_0^2G^2(\gamma_{\text{стр}})$ – эффективный момент передачи-приема сигнала в радиоканале, учтем связь угломестной координаты и расстояния до отражателя $\gamma = arcsin\left(\frac{H}{R}\right)$, а также зависимость мощности сигнала отражателя в зависимости от его удаления $\sim R^4$. В этом случае выражение (10) примет вид

$$P(f_\phi) = \frac{S_0}{R^4}\int_{-\pi}^{\pi}\frac{1}{1+j4\pi^2T^2\left\{f_\phi-\frac{2V_{\text{п}}}{\lambda}\cos\beta\sqrt{1-\left[\frac{H}{R}\right]^2}+\frac{2V_{\text{в}}}{\lambda}\frac{H}{R}\right\}^2}d\beta. \quad (11)$$

Для сокращения громоздкости выражений примем обозначения $A = \frac{2V_П}{\lambda}\sqrt{1-\left[\frac{H}{R}\right]^2}$, $B = \frac{2V_B}{\lambda}\cdot\frac{H}{R}$. Тогда (11) может быть представлено в виде

$$P(f_\phi) = \frac{S_0}{R^4}\frac{256\pi}{1+(2\pi(f_\phi+A-B))^2}\left[\sqrt{\frac{-j-2\pi T(f_\phi+A-B)}{-j+2\pi T(-f_\phi+A+B)}}+\sqrt{\frac{j-2\pi T(f_\phi+A-B)}{j+2\pi T(-f_\phi+A+B)}}\right]+$$

$$+j2\pi T(f_\phi+A-B)\frac{S_0}{R^4}\frac{256\pi}{1+(2\pi(f_\phi+A-B))^2}\left[\sqrt{\frac{-j-2\pi T(f_\phi+A-B)}{-j+2\pi T(-f_\phi+A+B)}}+\sqrt{\frac{j-2\pi T(f_\phi+A-B)}{j+2\pi T(-f_\phi+A+B)}}\right]. \quad (12)$$

После выполнения взаимотождественных преобразований получим выражение для спектра мощности отраженного сигнала

$$P(f_\phi) = \frac{2\pi S_0}{R^4}\text{Re}\left\{\left[1+4\pi^2T^2\left[\frac{4V_П^2}{\lambda^2}\left(1-\left(\frac{H}{R}\right)^2\right)-\left(f_\phi-\frac{2V_B}{\lambda}\frac{H}{R}\right)^2\right]-j4\pi T\left(f_\phi-\frac{2V_B}{\lambda}\frac{H}{R}\right)\right]^{-\frac{1}{2}}\right\}. \quad (13)$$

По результатам математического моделирования, со следующими параметрами: λ=0,07 м, $V_П$=100 м/с, V_B=0 м/с, H=200 м, T=0,06 с, R=215 м, установлено точное совпадение спектра

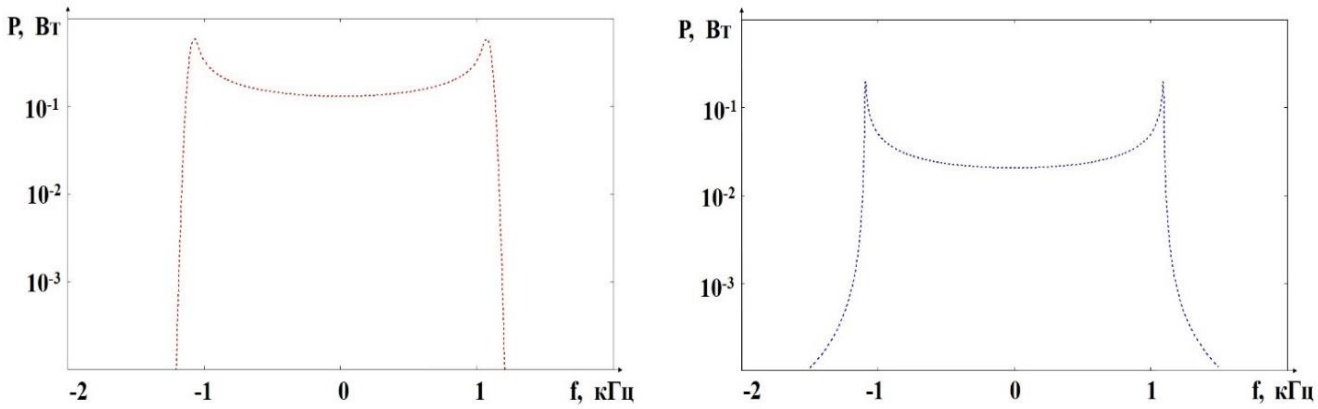
СОДЕРЖАНИЕ

мощности отражений от подстилающей поверхности для одного канала дальности, полученные при использовании модели (11), со спектром, построенным по модели (13).

В [2] для получения выражения, определяющего спектр мощности отраженных сигналов, использована гауссова модель аппроксимации КЧХ доплеровского фильтра, где $K(f)=\exp\left\{-\pi T^2\left(f-f_\phi\right)^2\right\}$. При этом спектр мощности отраженного сигнала определяется выражением

$$P\left(f_\phi\right)=\frac{S_0}{R^4}\int_{-\pi}^{\pi}\exp\left\{-2\pi T^2\left(f_\phi-\left[\frac{2V_\Pi}{\lambda}\cos\beta\sqrt{1-\frac{H^2}{R^2}}-\frac{2V_B}{\lambda}\cdot\frac{H}{R}\right]\right)^2\right\}d\beta. \qquad (14)$$

Типовой спектр мощности отраженного сигнала для моделей (13) и (14) приведен на рисунке 2 для следующих параметров: λ=0,07 м, V_Π=100 м/с, V_B=0 м/с, H=200 м, T=0,06 с, R=215 м. Спектр, полученный с использованием гауссовой аппроксимации на краях имеет вертикальные скаты, а при аппроксимации дробно-рациональной функцией эти скаты более пологие. Этот факт, обусловленный учетом боковых лепестков в спектре отраженного сигнала модели (13), позволяет смоделировать ДДП отражений от земной поверхности, соответствующий реальному, что способствует более точным оценкам навигационных параметров в алгоритме [2].



а) для модели (14) б) для модели (13)

Рисунок 2 – Спектр мощности отраженного сигнала

По результатам проведения летных экспериментов и исследований в лабораторных условиях с использованием пилот-сигналов на макете РВ в Уральском проектно-конструкторском бюро «Деталь» (г. Каменск-Уральский) получены ДДП (рисунок 3), подтверждающие вышесказанное. Для формирования и регистрации пилот-сигнала использовался лабораторный стенд малогабаритного когерентного импульсного РВ А-065А. Летный эксперимент выполнялся на самолете Ан-2 с использованием РВ указанного типа. Во время полета производилась запись реального сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, в накопитель и последующая его обработка на земле.

Для сравнения вычислительных затрат системы обработки РВ при оценке высоты и составляющих скорости носителя по алгоритму [2] с использованием моделей (13) и (14) произведем математическое моделирование. Сформируем массив эталонных значений мощности отражений от подстилающей поверхности для каждого канала частоты и дальности

СОДЕРЖАНИЕ

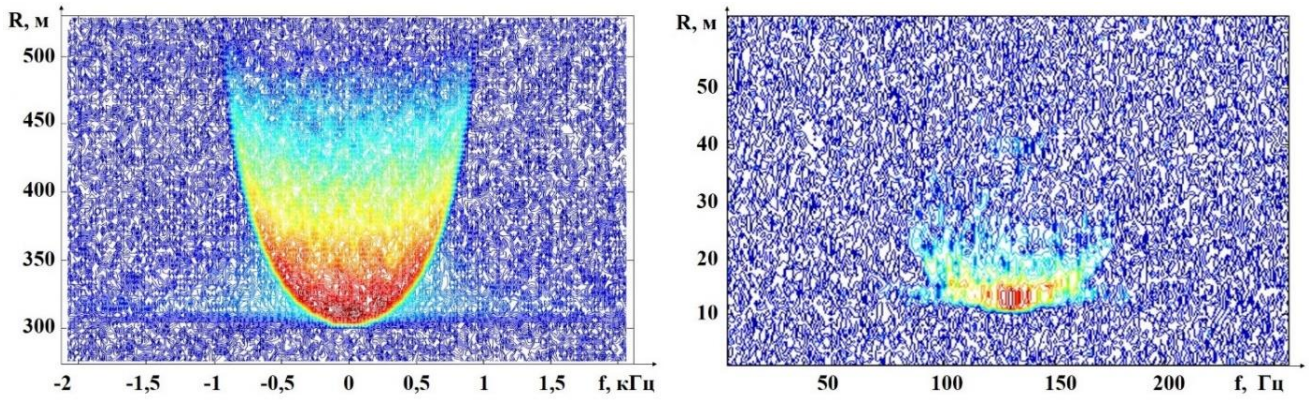
РВ, используемый в алгоритме [2] для определения высотно-скоростных параметров носителя, при этом будем считать, что:

– количество доплеровских фильтров на один канал дальности равно 1000;

– количество каналов дальности в РВ равно 50.

В этом случае для формирования одного отсчета мощности эхо-сигнала РВ на ЭВМ в среде MathCad требуется 12 мкс для модели (14) и 0,1 мкс для (13), а для формирования всего массива значений – 600 мс и 5 мс соответственно.

Следует ожидать, что использование модели (13) в алгоритме [2] уменьшит вычислительные затраты не менее чем в 120 раз. Поэтому замена в рассматриваемом алгоритме модели (14) на модель (13) позволит его реализовать в реальном масштабе времени на дозвуковых скоростях носителя.



а) пилот-сигнал б) летный эксперимент

Рисунок 3 – Дальностно-доплеровский портрет

Выводы. Разработанная модель отраженного сигнала с аппроксимацией дробно-линейной функцией имеет как преимущество по степени соответствия реальному эхо-сигналу РВ, так и выгодна при использовании в алгоритме оценки навигационных параметров носителя [2] с точки зрения меньших требований к вычислительным ресурсам системы обработки РВ. Аппроксимация КЧХ фильтра дробно-рациональной функцией применима только для сигналов импульсных когерентных радиовысотомеров. Применение разработанной модели при описании спектра мощности эхо-сигналов в других устройствах с отличающимися от когерентных РВ характеристиками приведет к существенным ошибкам.

Проведенный анализ показывает, что в алгоритме [2] оценки навигационных параметров носителя при определении составляющих скорости и высоты полета по сигналам когерентного РВ целесообразно использовать разработанную математическую модель спектра мощности отражений от земной поверхности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Скрыпник О.Н. Радионавигационные системы воздушных судов: учебник / О.Н. Скрыпник. М.: ИНФРА-М, 2016. 348 с.

2. Пат. 2550081 Российская Федерация, МПК G 01 S 13/42 (2006.01). Способ однолучевого измерения высоты и составляющих скорости летательного аппарата и устройство радиовысотомера, реализующего способ / Мухин В.В. [и др.]; заявитель и патентообладатель Открытое Акционерное Общество Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь». № 2013143972/07; заявл. 30.09.13; опубл. 10.05.15, Бюл. № 13. 18 с.

3. Зубкович С.Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности. М: Советское радио, 1968. 224 с.

4. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / В.В. Васин, О.В. Власов, В.В. Григорин-Рябов, П.И. Дудник, Б.М. Степанов. М.: Советское радио, 1970. 680 с.

5. Авиационные системы радиовидения: Монография / под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2015. 648 с.

6. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Советское радио, 1966. 681 с.

REFERENCES

1. Skrypnik O.N. Radionavigacionnye sistemy vozdushnyh sudov: uchebnik / O.N. Skrypnik. M.: INFRA-M, 2016. 348 p.

2. Pat. 2550081 Rossijskaya Federaciya, MPK G 01 S 13/42 (2006.01). Sposob odnoluchevogo izmereniya vysoty i sostavlyayuschih skorosti letatel'nogo apparata i ustrojstvo radiovysotomera, realizuyuschego sposob / Muhin V.V. [i dr.]; zayavitel' i patentoobladatel' Otkrytoe Akcionernoe Obschestvo Ural'skoe proektno-konstruktorskoe byuro «Detal'». № 2013143972/07; zayavl. 30.09.13; opubl. 10.05.15, Byul. № 13. 18 p.

3. Zubkovich S.G. Statisticheskie harakteristiki radiosignalov, otrazhennyh ot zemnoj poverhnosti. M: Sovetskoe radio, 1968. 224 p.

4. Radiolokacionnye ustrojstva (teoriya i principy postroeniya) / V.V. Vasin, O.V. Vlasov, V.V. Grigorin-Ryabov, P.I. Dudnik, B.M. Stepanov. M.: Sovetskoe radio, 1970. 680 p.

5. Aviacionnye sistemy radiovideniya: Monografiya / pod red. G.S. Kondratenkova. M.: Radiotehnika, 2015. 648 p.

6. Tihonov V.I. Statisticheskaya radiotehnika. M.: Sovetskoe radio, 1966. 681 p.

© Колтышев Е.Е., Буланов В.А., Иванов С.Л., Трущинский С.Л., 2020

Колтышев Евгений Евгеньевич, доктор технических наук, профессор, главный специалист, Акционерное общество «Научно-исследовательский институт приборостроения имени В.В. Тихомирова» (г. Жуковский), Россия, 140180, г. Жуковский, ул. Гагарина, 3, kjj_@mail.ru.

Буланов Василий Александрович, адъюнкт, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия, 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А, bulanovac9@gmail.com.

Иванов Станислав Леонидович, кандидат технических наук, доцент кафедры авиационных радиоэлектронных комплексов, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия, 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А, st.iv.84@mail.ru.

Трущинский Алексей Юрьевич, кандидат технических наук, доцент кафедры систем и комплексов радиосвязи и радионавигации, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия, 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А, ws6@rambler.ru.

СОДЕРЖАНИЕ