

## ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛА В ПРИЕМНЫХ КАНАЛАХ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ СКОРОСТИ

Вербицкий В.И., Калмыков Н.Н., Мельников С.А. ОАО «УПКБ «Деталь», [upkb@nexcom.ru](mailto:upkb@nexcom.ru)

Важенин В.Г., Дядьков Н.А. УГТУ-УПИ, [NickAD@yandex.ru](mailto:NickAD@yandex.ru)

В работе приводятся результаты разработки имитационной модели сигнала в приемных каналах корреляционного измерителя скорости. Показано, что сигналы, имитирующие отраженный сигнал в пространственно разнесенных коррелированных каналах приема могут быть сформированы как суперпозиция сигналов на выходах формирующих фильтров порядка не выше пятого при подаче на их входы нормального белого шума. Полученные результаты могут быть использованы при создании имитаторов сигнала для полунатурного моделирования корреляционных измерителей скорости.

Работа была поддержана аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2009-2010 годы)», проект № 2.1.2/6530

Полунатурное моделирование является одним из наиболее эффективных средств комплексной отладки алгоритмов функционирования и оценки тактико-технических характеристик бортовых радиолокационных систем. Отсюда возникает задача создания имитаторов сигнала, отраженного протяженными поверхностями, работающих в режиме реального времени и формирующих сигнал, аналогичный отраженному от поверхности.

Корреляционный метод измерения составляющих вектора скорости летательных аппаратов (ЛА) базируется на вычислении и оценке параметров взаимокорреляционных функций сигналов, рассеянных подстилающей поверхностью и принятых на три приемных антенны, расположенных в плоскости OXZ связанных осей ЛА [1] с расстоянием между фазовыми центрами, не превышающим интервал пространственной корреляции отраженного сигнала.

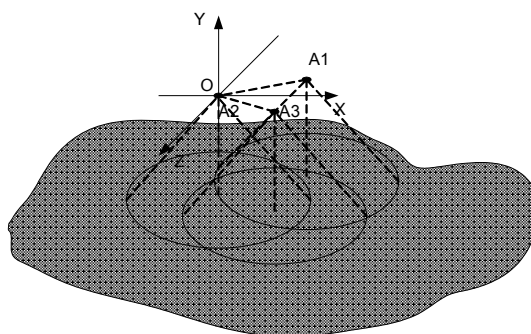


Рис. 1. Облучение подстилающей поверхности в КРИСС

Имитатор отраженных сигналов для полунатурного моделирования КРИСС должен обеспечивать формирование сигналов, которые с заданной степенью точности соответствуют сигналам в трех пространственно разнесенных коррелированных каналах приема.

В рамках феноменологической модели рассеяния отраженный сигнал представляет собой сумму парциальных сигналов, рассеянных элементами поверхности, каждый из которых является релейским узкополосным процессом и может быть представлен в виде суммы двух некоррелированных квадратурных компонент, каждая из которых является нормальным процессом с нулевым средним [2].

При прямом способе имитации отраженного сигнала путем суммирования случайных парциальных сигналов время моделирования составляет недопустимо большую величину.

Поскольку сумма квадратурных компонент элементарных сигналов так же является нормальным процессом, суммарный сигнал может быть представлен в виде суммы двух независимых нормальных квадратурных составляющих, являющихся результатом фильтрации нормального белого шума линейным формирующим фильтром (ФФ).

Для оценки требований к ФФ рассмотрим основные свойства пространственно-временной корреляционной функции сигнала, рассеянного протяженной шероховатой поверхностью.

Общее выражение для взаимно корреляционной функции сигналов, принятых на две разнесенные в пространстве приемопередающие антенны в моменты времени  $t$  и  $t+\tau$  может быть получено обобщением выражения приведенного в [3] и имеет следующий вид:

$$B(t, \tau) = \frac{P_i \lambda^2}{64\pi^3} e^{j\omega\tau} \iint_{\varphi\phi} E(t - 2R/c) E(t + \tau - 2R/c - 2\Delta R/c) \exp\{j[\Psi(t + \tau - 2R/c - 2\Delta R/c) - \Psi(t - 2R/c)]\} \times \quad (1)$$

$$\times \frac{G(\varphi, \phi) G(\varphi + \Delta\varphi, \Delta\phi + \phi) \sigma^0(\varphi, \phi)}{R^2 (R + \Delta R)^2} \exp(-j \frac{\omega \cdot 2 \cdot \Delta R}{c}) dS(d\varphi, d\phi),$$

где  $E(t) \exp\{j[\omega t + \Psi(t)]\}$  - излучаемый сигнал,

$\lambda, \omega$  - длина волны и частота зондирующего сигнала

$R, R+\Delta R$  - дальность до элемента поверхности от фазовых центров 1-й и 2-й антенн в моменты времени  $t$  и  $t+\tau$  соответственно.

$\varphi, \varphi+\Delta\varphi, \phi, \phi+\Delta\phi$  - угловые координаты элемента поверхности, отсчитываемые от оси симметрии ДНА 1-й антенны в моменты времени  $t$  и  $t+\tau$  соответственно.

$G(\varphi, \phi)$  - коэффициент усиления антенны по мощности

$\sigma^0(\varphi, \phi)$  - удельная эффективная отражающая площадь подстилающей поверхности,

Из приведенного выражения следует, что при модулированном зондирующем сигнале корреляционная функция является нестационарной. При импульсном зондирующем сигнале значения ВКФ отличны от нуля при следующих условиях (полагая, что начало отсчета времени совпадает с излучением зондирующего сигнала):

$$nT_M + 2h_0/c < t < nT_M + 2h_0/c + 2h/c \cdot \cos(\Theta_{\max}) + T_n, \quad mT_M + 2h_0/c < t + \tau < mT_M + 2h_0/c + 2h/c \cdot \cos(\Theta_{\max}) + T_n,$$

где  $T_M, T_n$  - период повторения и длительность зондирующего импульса;

$h_0$  - кратчайшее расстояние до подстилающей поверхности;

$c$  - скорость света;

$2h/c \cdot \cos(\Theta_{\max})$  - максимальное расстояние до подстилающей поверхности в пределах облучаемой площади;

$n, m$  - целые числа.

В зависимости от соотношения  $n$  и  $m$  различают внутриимпульсную ( $n=m$ ) и межпериодную корреляцию ( $n \neq m$ ). В корреляционных измерителях скорости используется именно межпериодная корреляция сигналов. При этом отсчеты сигналов для вычисления ВКФ берутся в моменты времени, отстоящие от момента излучения зондирующего сигнала на величину  $\Delta\tau$ , лежащую в пределах  $2h_0/c < \Delta\tau < 2h_0/c + 2h/c \cdot \cos(\Theta_{\max}) + T_n$ .

Если разрешающая способность зондирующего сигнала по дальности

$\Delta R < 2h_0(\sec(\Theta_{\max}) - 1)$ , то в формировании сигнала в данный момент времени участвуют только те участки подстилающей поверхности, дальность до которых лежит в пределах от  $(c\Delta\tau/2 - \Delta R)$  до  $c\Delta\tau/2$ .

Пространственная селекция отраженного сигнала приводит к снижению его мощности и расширению корреляционной функции ввиду сужения доплеровского спектра сигналов, отраженных от кольцевого участка поверхности. По этой причине в КРИСС пространственная селекция сигнала не используется и длительность сигнала выбирается из условия:

$\Delta R < 2h_0(\sec(\Theta_{\max}) - 1)$ . Очевидно, что при этом межпериодная корреляционная функция отраженного сигнала совпадает с ВКФ немодулированного сигнала при значениях задержки, кратных периоду модуляции.

Для оценки зависимости вида ВКФ от диаграммы направленности антенны (ДНА) и диаграммы обратного рассеяния (ДОР) было выполнено численной интегрирования выражения (1) при горизонтальном перемещении ЛА при типовой для КРИСС ширине ДНА  $40^\circ$ .

Поскольку выходная информация КРИСС в основном используется для коррекции инерциальной системы по линейным скоростям, которая выполняется при горизонтальном полете с нулевыми углами крена и тангажа, далее рассматривается именно этот случай.

ДНА и  $\sigma^0(\varphi, R)$  аппроксимировались следующими выражениями:

$$G_{sc}(\vartheta) = Sl \cdot \sin(u(\vartheta))/u(\vartheta) + (1 - Sl) \cdot \cos(u(\vartheta)) / \left[ 1 - (2 \cdot u(\vartheta)/\pi)^2 \right]; \quad u(\vartheta) = \pi \cdot L \cdot \sin(\vartheta)$$

$$G_g(\vartheta) = \exp(-\vartheta^2 / \vartheta_0^2)$$

$$G_{tt}(\vartheta) = \exp(-tg^2(\vartheta) / tg^2(\vartheta_0))$$

Где  $\vartheta$  - угол отклонения от оси ДНА,  $\vartheta_0$  - ширина ДНА по уровню 0.38,  $L$  - апертура антенны,  $Sl$  - параметр, определяющий уровень первого бокового лепестка (1 - 13дБ, 0 - 23дБ).  
 На рис.2 приведены АКФ при различных аппроксимациях ДНА при ширине ДОР  $40^\circ$

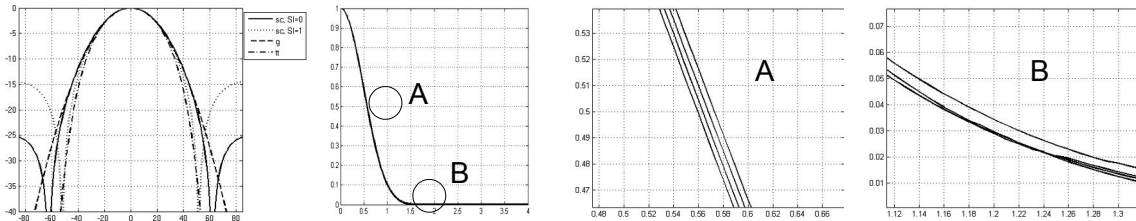


Рис. 2. Вид ДНА и АКФ сигнала при различной аппроксимации ДН

Видно, что при приведенных параметрах АКФ практически не зависит от вида ДНА. Очевидно, что при меньших значениях ширины ДОР влияние вида ДНА будет еще меньше.

На рис.3 приведены АКФ при различных аппроксимациях ДОР

Ширина ДОР выбиралась из диапазона от  $5^\circ$  до  $20^\circ$ , в который укладывается большинство типов подстилающих поверхностей[4].

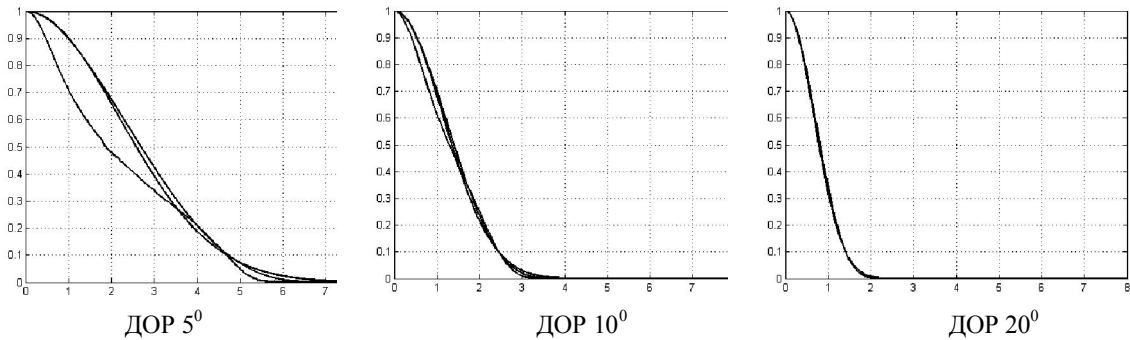


Рис. 3. АКФ при различных аппроксимациях ДОР

Видно, что зависимость ВКФ от вида ДОР практически наблюдается при ширине ДОР менее  $10^\circ$  при уровне бокового лепестка ДОР выше минус 23 дБ.

В известных источниках [4] такого типа ДОР не приводится, поэтому в дальнейшем использовалась аппроксимации ДОР вида  $\exp(-tg^2(\vartheta) / tg^2(\vartheta_0))$ . Для аппроксимации ДНА использовалась функция вида  $G_{sc}(\vartheta) = Sl \cdot \sin(u(\vartheta))/u(\vartheta) + (1 - Sl) \cdot \cos(u(\vartheta)) / \left[ 1 - (2 \cdot u(\vartheta)/\pi)^2 \right]$ ; с уровнем бокового лепестка минус 23 дБ, как наиболее близкая к реальным ДНА.

Для оценки зависимости формы ВКФ сигнала от ширины ДОР были рассчитаны ВКФ при ДОР  $5^\circ$  и  $40^\circ$  и приведены к масштабу, нормированному к интервалу корреляции.

Из приведенных на рис. 4 результатов видно, что ВКФ сигналов, рассеянных протяженной поверхностью при горизонтальном полете с нулевыми углами крена и тангажа определяется шириной ДНА и ДОР и практически не зависит от их вида. При изменении ширины ДОР в масштабе, приведенном к интервалу корреляции, ВКФ сигналов практически совпадают.

Эти свойства пространственной ВКФ позволили построить имитационную модель сигнала в приемных каналах КРИСС рассмотренную ниже

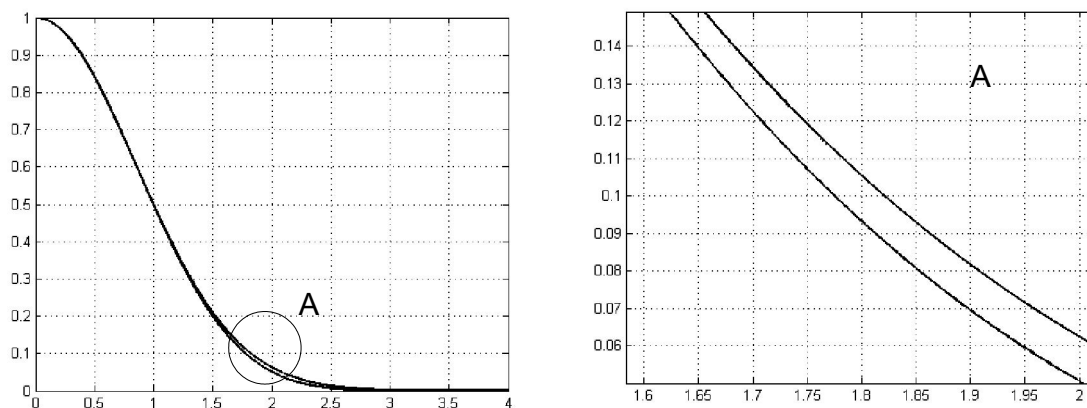


Рис. 4. АКФ отраженного сигнала в нормированном масштабе

Сигналы  $S_1, S_2, S_3$ , имитирующие сигналы в приемных каналах КРИСС, учитывая принятую феноменологическую модель рассеяния сигналов протяженной шероховатой поверхностью, должны удовлетворять следующим требованиям:

- Амплитуды сигналов должны иметь релейское распределение, фазы - равномерное
- Мощности сигналов должны быть одинаковыми.
- АКФ должны быть идентичными и совпадать с АКФ реального сигнала.
- ВКФ сигналов должны совпадать с сечениями двумерной АКФ реального сигнала  $B(r)$ , соответствующими траектории движения антенн.
- Временное положение максимумов ВКФ должно соответствовать транспортному запаздыванию.
- Максимумы ВКФ должны соответствовать значениям двумерной АКФ реального сигнала  $B(r_{ij})$  (рис. 5)

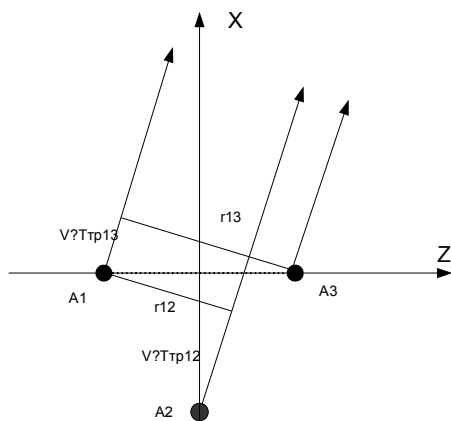


Рис. 5. Расположение антенн КРИСС и траектории их движения в горизонтальной плоскости

С учетом этих требований можно предложить алгоритм формирования имитированного сигнала, приведенный на рис.6. В результате указанных преобразований генерируются два релейских случайных процесса со следующими свойствами:

- Мощности сигнальных составляющих процессов одинаковы
- АКФ процессов  $B(\tau)$ , определяемые АЧХ формирующего фильтра идентичны
- ВКФ процессов  $B12(\tau) = \rho \cdot B(\tau)$ .

Таким образом, имитируемые сигналы удовлетворяют приведенным выше требованиям.

Численное моделирование показало, что в качестве формирующего фильтра (ФФ) может быть использовано последовательное соединение фильтра Баттерворта 4-го и ФНЧ 1-го порядка, дающее при определенном соотношении частот среза хорошее приближение к ВКФ,

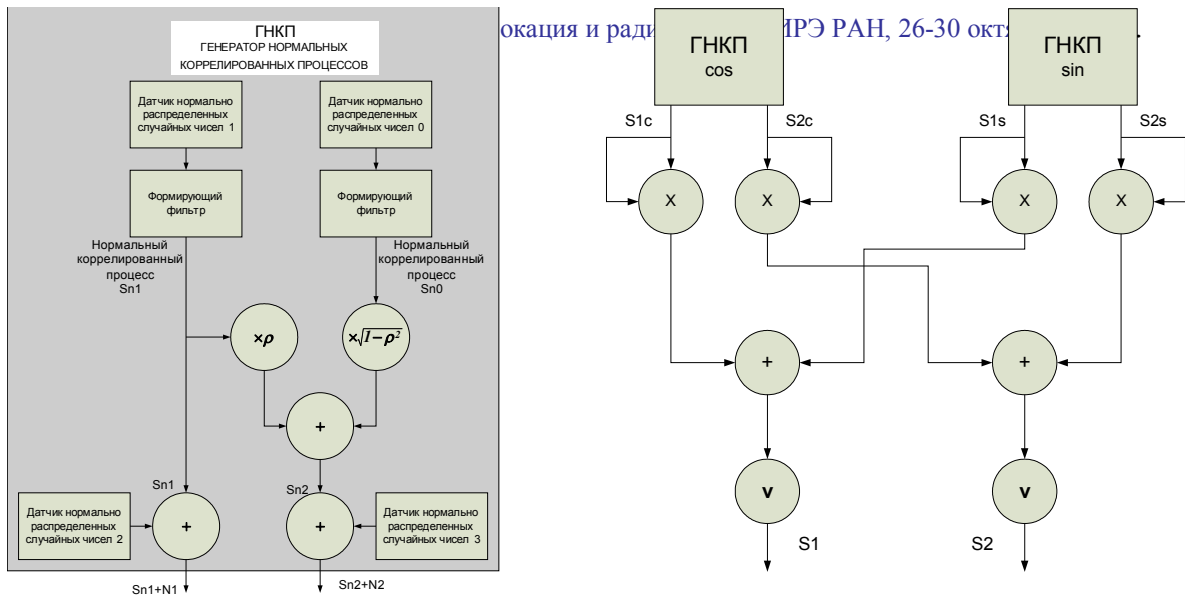


Рис. 6. Формирование смеси релейских взаимно коррелированных процессов с шумом

рассчитанным путем интегрирования по облучаемой площади.

На рис. 7 приведены расчетные АКФ, полученные интегрированием по площади и по АЧХ ФФ.

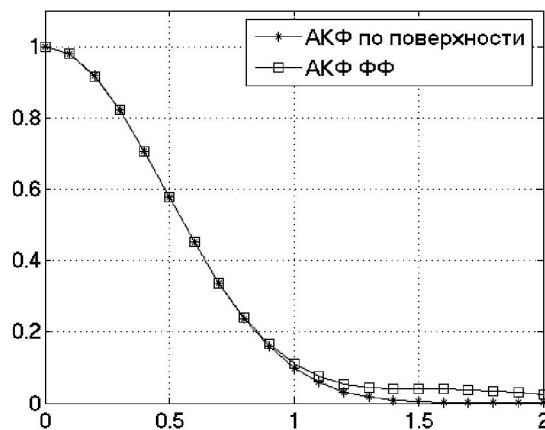


Рис. 7. АКФ сигнала, полученные интегрированием по поверхности и АКФ сигнала на выходе ФФ

Полученные результаты показывают, что рассмотренный способ формирования сигналов пригоден для имитации сигналов в приемных каналах КРИСС и обеспечивает существенное сокращение время формирования имитированного сигнала по сравнению с прямым методом суммирования по элементам поверхности.

### Литература.

1. Боркус М.К., Черный А.Е. Корреляционные измерители путевой скорости и угла сноса летательных аппаратов.-М: Сов. Радио, 1973.-169с
2. Кенеди Р. Каналы связи с замираниями и рассеиванием. Пер с англ. Под ред. В.Т. Горяинова.-М.: Сов. Радио, 1973.-299с.
3. Колчинский В.Е., Мандуровский И.А., Константиновский М.И. Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов Под ред. Колчинского В.Е., -М.: Сов. Радио, 1975,- 432с
4. Сколник М. Справочник по радиолокации. Том 1. М.: Советское радио, 1976. 456 с.