

УДК 621.387

## МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ КАНАЛА ОБНАРУЖЕНИЯ РЛС КОНТРОЛЯ КОСМИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА

*Перегуда К.Э., студент  
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана,  
кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства»*

*Научный руководитель: Чепурнов И.А., к.т.н., доцент  
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана,  
Учебный военный центр  
[chepurnov@bmstu.ru](mailto:chepurnov@bmstu.ru)*

При подготовке к испытаниям современных сложных радиолокационных станций (РЛС), предназначенных для обнаружения и определения координат космических объектов (КО), как правило, возникают задачи по отработке различных алгоритмов и программ функционирования. Отработка алгоритмов и программ на данном этапе не возможна без применения математических моделей. На этапах наладки и эксплуатации РЛС модели могут служить имитаторами, замещающими одни элементы системы в процессе контроля других, а также применяться для обучения обслуживающего персонала.

Во многих современных РЛС контроля космического пространства пространственная и временная обработка сигналов, как правило, выполняются отдельно. Функции частотно-временной обработки возлагаются на устройство первичной обработки сигналов (УПОС). Основное назначение УПОС состоит в выработке единичных замеров значений пространственных координат целей, находящихся в зоне действия РЛС, по которым в устройстве вторичной обработки сигналов (УВОС) оцениваются параметры их движения, строятся траектории и т.д.

Приемные модули активных фазированных антенных решеток (АФАР), входящих в состав РЛС контроля космического пространства формируют набор из парциальных лучей. Количество линеек УПОС соответствует количеству формируемых парциальных лучей. Линейки УПОС подключаются через коммутатор к выходу приемного тракта таким образом, что на вход каждой линейки на промежуточной частоте поступает сигнал одного из лучей набора. Каждая линейка обработки сигналов луча состоит из канала обнаружения и канала сопровождения.

Для измерения пространственных координат объекта необходима совокупность значений корреляционного интеграла в функции от значений введенной гипотезы (точнее, в функции от степени рассогласования между предполагаемым и истинным значением параметров объекта). Так, значения корреляционного интеграла в функции времени запаздывания  $\tau_z$  могут быть получены непосредственно на выходе согласованного фильтра (СФ). Для получения значений в функции доплеровского сдвига частоты  $f_d$  используют систему СФ, каждый из которых настроен на определенное значение частоты. Тем самым мы получаем поле значений корреляционного интеграла в частотно-временной плоскости, и по положению максимального значения (в случае одного объекта) можем судить о значении времени запаздывания (дальности до цели) и доплеровского сдвига частоты (радиальной скорости цели).

Зная амплитудные значения корреляционных интегралов на выходах линеек УПОС, можно определить угловое направление на цель относительно равносигнального направления (исходной гипотезы) с использованием суммарно-разностной обработки.

В отличие от линейных фильтров, предназначенных для оптимальной фильтрации случайных сигналов по критерию минимума среднего квадрата ошибки, СФ применяются при обнаружении и различении детерминированных сигналов, причем критерием оптимальности применения таких фильтров является получение на выходе фильтра максимально возможного отношения пикового значения сигнала к среднеквадратическому значению помехи. Выбор такого критерия оптимальности объясняется тем, что в упомянутых применениях СФ основная цель заключается не в воспроизведении формы сигнала, которая считается известной, а в наиболее надежной фиксации лишь факта наличия или отсутствия сигнала в принятом колебании.

Пусть на вход искомого линейного фильтра с комплексной частотной характеристикой  $K(j\omega)$  воздействует сумма полностью известного сигнала  $u(t)$  и помехи  $n(t)$ , представляющей собой стационарный в широком смысле случайный процесс с известной спектральной плотностью  $S_n(\omega)$ :  $s(t) = u(t) + n(t)$ ,  $0 \leq t \leq T$ , где  $T$  – интервал наблюдения.

Согласованным фильтром считают линейный фильтр, на выходе которого получается максимально возможное пиковое отношение сигнал-шум при приеме полностью известного сигнала на фоне гауссовского белого шума [1, 2].

Максимально возможное значение отношения сигнал-шум на выходе СФ

определяется выражением  $Q = \frac{2E}{N}$ , где  $E = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega$  – энергия сигнала,  $N$  – спектральная плотность помехи,

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) СФ пропорциональна амплитудно-частотному спектру (АЧС) входного сигнала (АЧХ «согласована» со спектром сигнала). Совпадение формы АЧХ фильтра с АЧС сигнала обеспечивает наилучшее выделение наиболее интенсивных участков спектра сигнала. Слабые участки спектра сигнала фильтр ослабляет; в противном случае наряду с ними проходили бы интенсивные шумы. При этом форма сигнала на выходе фильтра искажается. Однако это не имеет значения, так как задача фильтра в данном случае состоит не в точном воспроизведении входного сигнала, а в формировании наибольшего пика выходного сигнала на фоне шума.

Сигнал на выходе СФ можно представить в виде

$$u_{\text{сф}}(t) = \frac{k}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 e^{j\omega(t-t_0)} d\omega = \frac{k}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 \cos \omega(t-t_0) d\omega$$
. Отсюда видно, что все гармонические составляющие одновременно достигают амплитудных значений в момент времени  $t = t_0$  и, складываясь, дают пик выходного сигнала:

$$u_{\text{сф max}}(t_0) = \frac{k}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega = kE$$

Импульсная характеристика СФ находится по формуле

$$h(t) = \frac{k}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega(t_0-t)} d\omega$$
. Учитывая выражение для входного сигнала

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$
, получим  $h(t) = ku(t_0 - t)$ . Следовательно, импульсная характеристика СФ целиком определяется формой сигнала («согласована» с сигналом).

Если на вход СФ воздействует принятое колебание  $s(t) = u(t, \alpha) + n(t)$ ,  $0 \leq t \leq T$ , то напряжение на выходе СФ можно представить в виде

$$s_{\text{сф}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \tau) s(\tau) d\tau = k \int_{-\infty}^{\infty} u(t_0 - t + \tau, \alpha) s(\tau) d\tau = \frac{kN}{2} [s_{\text{сф}}^u(t, \alpha) + s_{\text{сф}}^n(t, \alpha)] \quad (1)$$

где  $s_{сф}^u(t, \alpha)$  и  $s_{сф}^n(t, \alpha)$  – сигнальная и шумовая составляющие. Из (1) видно, что выходное напряжение СФ представляет собой взаимокорреляционную функцию (ВКФ) между принятым колебанием  $s(t)$  и входным полезным сигналом  $u(t, \alpha)$ .

Моделируемая система включает аналого-цифровой преобразователь (АЦП) систему согласованных фильтров, перекрывающих диапазон возможных значений доплеровских частот, амплитудные детекторы (АД), пороговые устройства (ПУ) и решающее устройство (РУ) (рис. 1).

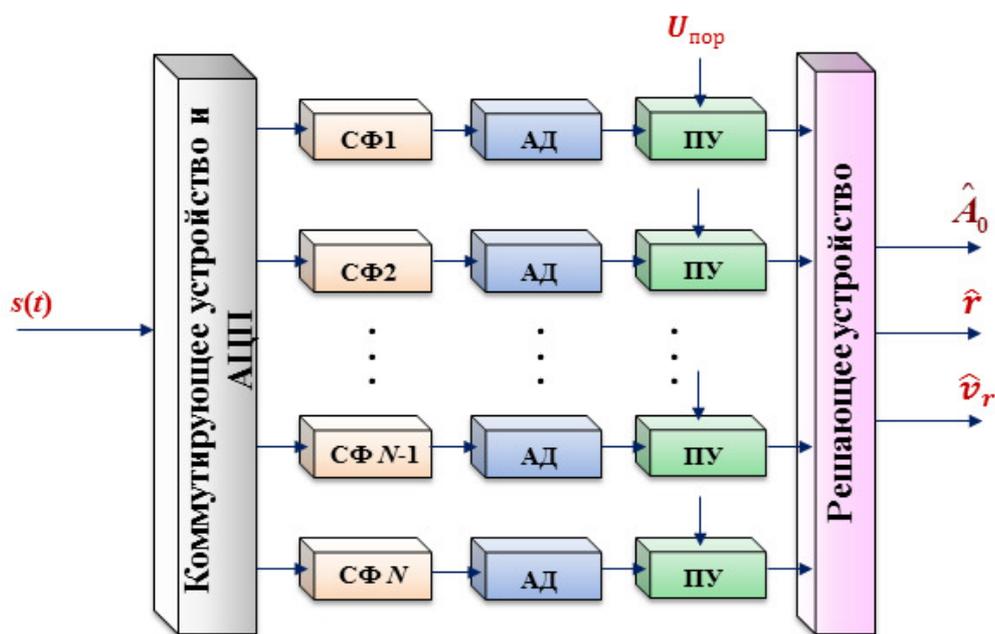


Рис. 1. Схема моделируемой системы

Каждый СФ системы СФ совместно с АД обеспечивает вычисление значения модуля корреляционного интеграла ожидаемого и принимаемого радиолокационных сигналов для выбранных значений времени запаздывания  $t_z$  и доплеровского сдвига частоты  $f_d$  [1, 3]. ПУ осуществляет сравнение значений корреляционного интеграла с пороговым значением. РУ вырабатывает решение об обнаружении сигнала и выдает оценку времени запаздывания сигнала и доплеровского сдвига частоты по обнаруженному сигналу.

Согласованным фильтром для прямоугольного радиоимпульса (ПРИ) без внутриимпульсной модуляции является согласованный по частоте и полосе пропускания полосовой фильтр. По частоте настройки фильтра, на выходе которого формируется отклик – корреляционный интеграл, можно судить о значении доплеровского сдвига

частоты, а по моменту появления максимума корреляционного интеграла – о времени запаздывания.

Поскольку для сигналов, применяемых на первом этапе двухэтапной процедуры обнаружения, ни время запаздывания, ни доплеровский сдвиг частоты с достаточной точностью не известны, поиск необходимо вести во всем диапазоне возможных значений этих параметров. В пределах этого диапазона должны быть определены модульные значения корреляционных интегралов с шагом (дискретностью) по осям  $\tau$  и  $f$  не хуже потенциальных разрешающих способностей сигнала по соответствующим координатам.

Моделирование по предлагаемой методике проведем с использованием системы Matlab [4] для ПРИ длительностью  $t_i = 50$  мкс с шириной спектра  $\Delta F = 1/t_i = 20$  кГц. ПРИ с такими параметрами обладает разрешающей способностью по времени запаздывания:  $\delta t_z = t_i = 50$  мкс, а по доплеровской частоте:  $\delta f_d = \Delta F = 20$  кГц. Следовательно, полоса пропускания каждого из СФ должна составлять 20 кГц.

Оценим общее потребное число фильтров. Пусть моделируемая система рассчитана на максимальную скорость цели, равную  $v_{\max} = 5$  км/с. Задаваясь длиной волны  $\lambda = c/f_n = 3 \cdot 10^8 / 6 \cdot 10^9 = 5$  см, получаем оценку максимального значения доплеровского сдвига частоты  $f_{d\max} = 2v_{\max}/\lambda = 104/5 \cdot 10^{-2} = 200$  кГц. Поскольку цель может не только приближаться, но и удаляться, диапазон возможных значений доплеровской частоты равен 400 кГц. Таким образом, мы пришли к необходимости анализировать значения корреляционного интеграла в диапазоне параметров 400 кГц по частоте Доплера, и для перекрытия всего диапазона частот необходимо организовать систему из  $N = 400 \text{ кГц} / 20 \text{ кГц} + 1$  (СФ, настроенный на  $f_d = 0$  кГц) = 21 СФ. При попадании спектра сигнала на стык полос пропускания фильтров отклик на выходе каждого окажется примерно вдвое меньшим по уровню. Это приведет к ухудшению отношения сигнал/шум, особенно важного при обнаружении цели с высокой вероятностью на больших удалениях. Эта особенность должна быть предусмотрена в процессе моделирования.

Система полосовых фильтров, к которой мы пришли в результате анализа, есть не что иное, как спектроанализатор с разрешающей способностью по частоте 20 кГц, который представлен отдельным блоком программного кода Matlab.

Период повторения зондирующих импульсов выберем равным 5 мс, исходя из значения максимальной дальности (750 км). Частота дискретизации, соответственно, равна 4 МГц. Количество отсчетов сигнала равно 20000. На рис. 2 представлена модель зондирующего сигнала.

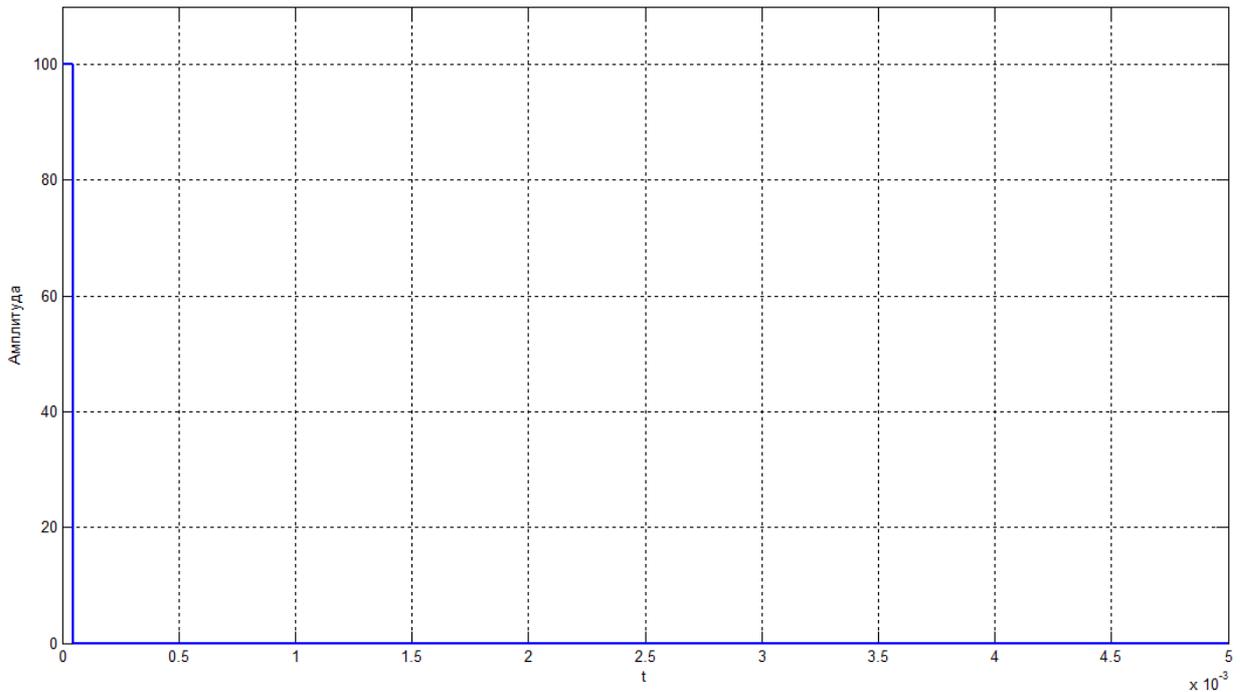


Рис. 2. Модель зондирующего сигнала

В качестве модели фоно-целевой обстановки (ФЦО) рассмотрим одиночную цель, находящуюся в зоне обзора РЛС в определенный момент времени. Отраженный от цели полезный сигнал на входе канала обнаружения сопровождается шум, уровень которого в два раза больше уровня полезного сигнала (рис. 3).

Как известно [2, 3], реакцией СФ на входной сигнал  $s(t)$  является его свертка с импульсной характеристикой СФ  $h(t)$ :  $s_{\text{сф}}(t) = s(t) * h(t)$ , где  $h(t) = u^*(t_i - t) = IFT\{H(f)\}$ .

Перейдя, с помощью преобразования Фурье (FT) в частотную область, запишем выражение, описывающее спектр сигнала на выходе СФ:  $S_{\text{сф}}(f) = S(f) \cdot H(f)$ , где  $H(f)$  – частотная характеристика СФ. Применив обратное преобразования Фурье (IFT), получим временное представление сигнала на выходе СФ (значение корреляционного интеграла):  $s_{\text{сф}}(t) = z = IFT\{FT\{s(t)\} \cdot H(f)\}$ .

Методика также включает этап выбора уровня порога обнаружения. Сигнал на выходе одной из линеек канала обнаружения, а также уровень порога представлены на рис. 4.

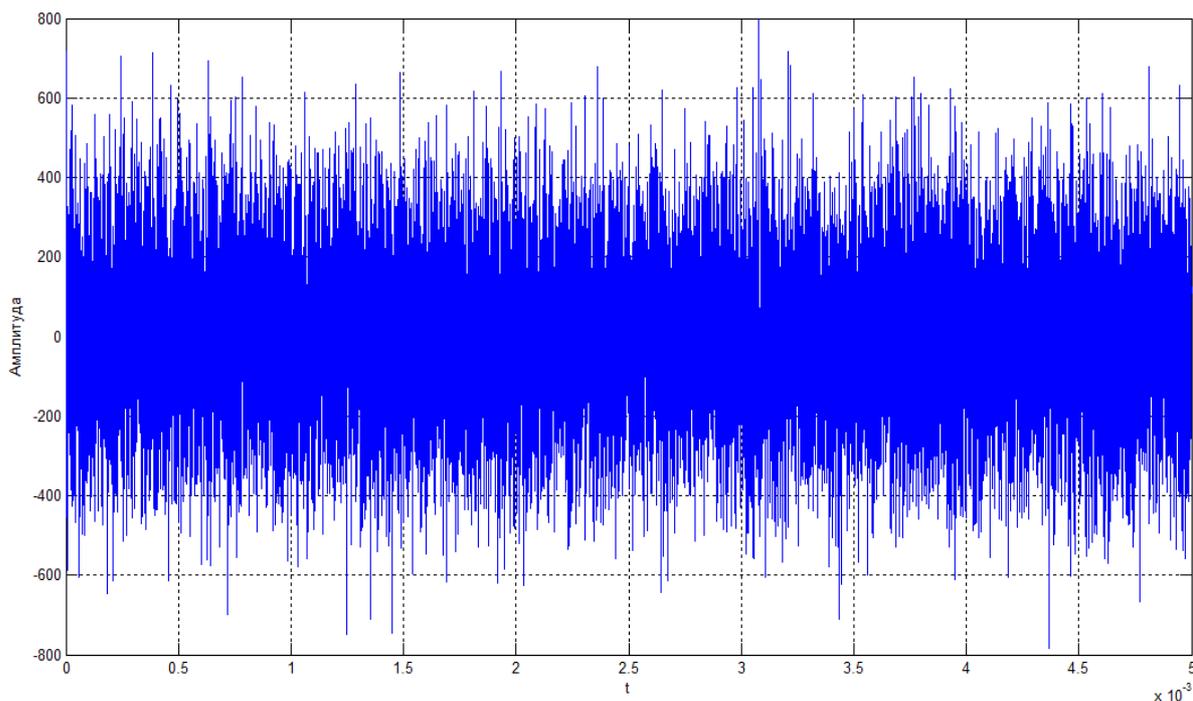


Рис. 3. Сигнал на входе канала обнаружения

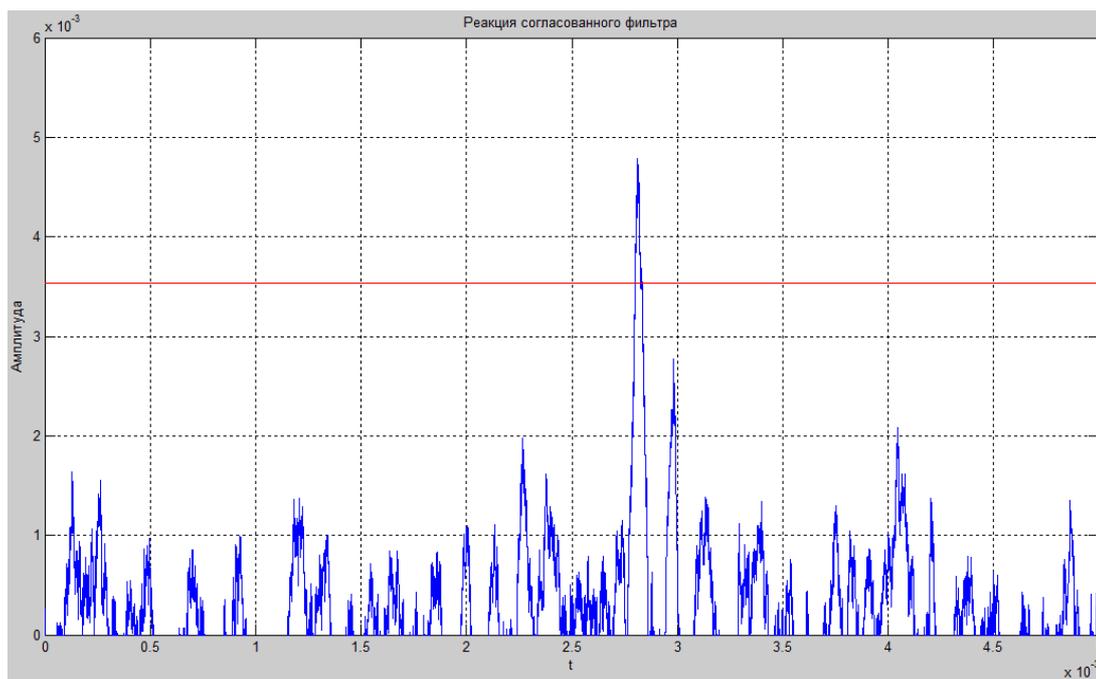


Рис. 4. Сигнал на выходе одной из линеек канала обнаружения

По результатам моделирования в командном окне Matlab выводится решение об обнаружении цели, оценка расстояния до цели, оценка скорости цели в определенный момент времени, а при необходимости выводится и следующая вспомогательная информация: оценка времени запаздывания, границы интервала времени, в пределах которого она находится, максимальное значение корреляционного интеграла, уровень

порогового напряжения, оценка частоты Доплера и границы диапазона, в пределах которого она находится.

Таким образом, рассмотренная методика моделирования позволяет имитировать получение единичных замеров дальности и скорости целей с точностью, определяющейся разрешающей способностью моделируемого канала обнаружения РЛС. Методика и алгоритм могут быть использованы на этапах разработки, наладки и эксплуатации перспективных РЛС контроля космического пространства. Основным направлением совершенствования предложенной методики является учет связей модели канала обнаружения с моделями других элементов РЛС, моделями внешней среды и систем, взаимодействующих с РЛС с последующим объединением их в единый комплекс.

### **Список литературы**

1. Федоров И.Б. Информационные технологии в радиотехнических системах. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. С. 209-211.
2. Чепурнов И.А., Серов С.А., Воротнюк Ю.С. Военно-техническая подготовка. Введение в специальность. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. С. 83-86.
3. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех – М.: Радио и связь, 1981. С. 110--112.
4. Mahafza B.R. Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB. – CHAPMAN&HALL/CRC, 2000. С. 231-233.