

УДК 519.216
DOI: 10.17277/vestnik.2018.02.pp.190-202

СПОСОБ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ АТТЕСТАЦИИ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

О. В. Худорожков, С. А. Сильвашко, В. Н. Булатов

*Кафедра «Промышленная электроника и информационно-измерительная техника», ФГБОУ ВО «Оренбургский государственный университет»,
г. Оренбург, Россия; promel@unpk.osu.ru*

Ключевые слова: доплеровская частота; корреляция; модель белого шума; псевдослучайная последовательность; цифровая обработка сигнала.

Аннотация: Приведено обоснование формирования модели зашумленного доплеровского сигнала для метрологической аттестации узла цифровой обработки сигнала радионавигационной информационно-измерительной системы. Представлены математические модели и их программная реализация для воспроизведения псевдобелого шума. Реализована математическая модель зашумленного доплеровского сигнала для метрологической аттестации узла цифровой обработки сигнала радионавигационной информационно-измерительной системы.

Введение

В процессе разработки и исследования новых элементов современных радионавигационных информационно-измерительных систем (РНИИС) или модернизации старых РНИИС почти всегда возникает необходимость разработки методов и средств метрологической аттестации программного обеспечения РНИИС. Очевидно, что разработку методов и средств подобной аттестации необходимо проводить с учетом требований, предъявляемых к разрешающей способности и точности РНИИС, особенностей полетных характеристик летательных объектов (ЛО), характера шума и динамики соотношения сигнала и шума.

Телеметрическую часть многоканальных многочастотных с непрерывным излучением РНИИС [2] можно представить в виде упрощенной схемы, приведенной на рис. 1, посредством которой измеряются скорость движения v (радиальная составляющая) ЛО и текущее расстояние L до ЛО от плоскости антенн излучения А1 и приема А2.

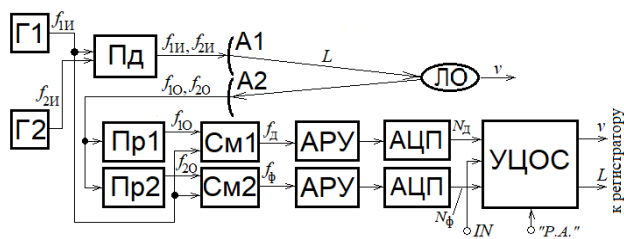


Рис. 1. Структурная схема РНИИС

На рисунке 1 элементы Г1 и Г2 – когерентные генераторы, обеспечивающие генерацию колебаний с частотами излучения $f_{1и}$ и $f_{2и}$. Режим многочастотного непрерывного излучения посредством передатчика Пд и антенны А1 с частотами этих колебаний создает в пространстве радиоинтерференцию с узлами λ_ϕ , которая позволяет реализовать многочастотный фазоразностный метод для измерения текущей дальности L до ЛО.

Отраженные сигналы с частотами колебаний $f_{1о}$ и $f_{2о}$ принимаются приемной антенной А2 и селективируются приемниками соответственно Пр1 и Пр2. Выходные колебания с приемников подаются на смесители сигналов См1 и См2, на вторые входы которых подаются колебания с частотами $f_{1и}$ и $f_{2и}$. В результате на выходе смесителя См1 выделяется колебание с доплеровской частотой $f_d = f_{1и} - f_{1о}$, которая содержит информацию о скорости v :

$$f_d = f_{1и} \frac{2v}{c}, \quad (1)$$

где c – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме.

На выходе смесителя См2 выделяется колебание с частотой $f_\phi = f_{1и} - f_{2о}$ и фазой ϕ_ϕ , содержащей информацию о дальности:

$$\phi_\phi = \frac{4\pi L}{\lambda_\phi} = \frac{4\pi L f_\phi}{c}, \quad (2)$$

где всегда должно выполняться условие $\lambda_\phi > L$ соответствующим подбором, например, величины $f_{2и}$.

Сигналы с выходов смесителей См1 и См2 подаются на идентичные узлы автоматической регулировки усиления (АРУ) для поддержания необходимого размаха шкалы идентичных аналого-цифровых преобразователей (АЦП). С выходов АЦП снимаются текущие коды N_d и N_ϕ , являющиеся выборками из дискретизированных сигналов (с периодом дискретизации T_d), несущих информацию соответственно о скорости ЛО и дальности до ЛО, которые подаются в узел цифровой обработки сигналов (УЦОС).

Узел цифровой обработки сигналов реализуется, как правило, в виде микропроцессорной системы с классической архитектурой и традиционными операционными системами, позволяющими реализовать мультипрограммный режим, обслуживать аппаратные прерывания, осуществлять ввод и вывод через стандартные порты, имеющие в своем составе кэш достаточной величины для обмена файлами (файлообменники). В частности, на рис. 1 обозначен такой порт (вход IN), которой предназначен для ввода файлов в ASCII кодах (имя файла.dat) в режиме метрологической аттестации программного обеспечения УЦОС («P.A.» = 1).

Как правило, файл с вводимыми данными представляет собой последовательность выборок оцифрованных значений с равномерной дискретизацией аддитивной смеси колебания с доплеровской частотой и сигнала шума, причем последний по своим характеристикам должен быть близким к случайным стационарным эргодическим процессам с равномерным спектром в пределах диапазона рабочих частот. Это обусловлено тем, что в реальных РНИИС основными источниками шума являются селективные приемники Пр1 и Пр2, а также смесители См1 и См2, которые имеют подобный характер шумов с законом распределения, близким к равномерному.

В предлагаемой статье для метрологической аттестации программного обеспечения узла ЦОС представлен метод воспроизведения цифрового зашумленного доплеровского сигнала, получаемого в виде аддитивной смеси быстро убывающе-

го по амплитуде доплеровского колебания с ожидаемым законом изменения частоты и шума, близкого по свойствам к белому шуму, при постоянстве среднеквадратического значения смеси (моделирование работы АРУ).

1. Модель генератора шума

Создавая модель для исследования спектральных свойств подобных сигналов, необходимо, кроме граничных условий генерации доплеровских колебаний, корректно воспроизводить характеристики модели шума. Для воспроизведения сигнала шума с заданными статистическими характеристиками хорошо отработаны способы, представленные в работах [1, 7]. Но для аттестации узла ЦОС (см. рис. 1) в качестве модели шума нужна последовательность чисел в виде выборок из функции шума $u_{ш}(t)$, близкого по своим свойствам к белому шуму. Для данных целей можно использовать алгоритмы формирования псевдослучайных последовательностей (ПСП) чисел [5] с равномерным законом распределения, которые широко используются в системах тестирования цифровых систем и защиты компьютерной информации – в первую очередь для генерации криптографических ключей [6], где преследуемой целью является неповторяемость числовых последовательностей.

Однако для модели сигнала почти белого (псевдобелого) шума этого недостаточно. Даже не приводя примеры, можно представить, что, переставляя случайные числа в ПСП, можно получить аппроксимированную форму сигнала в виде функции, которую нельзя представить аналитически (случайный процесс), до почти гармонического колебания, то есть, детерминированного колебания. С другой стороны, спектр идеально белого шума не зависит от частоты, а сам идеально белый шум создается с помощью только дельта-функции $\delta(t)$ [3] с характеристиками

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = 0; \\ 0 & \text{при } t \neq 0; \end{cases} \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \quad (3)$$

Безусловным индикатором белого шума является автокорреляционная оценка $R_a(\tau)$ функции белого шума, которая для функции шума в виде (3) будет иметь вид

$$R_a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \delta(t - \tau) dt = \begin{cases} 1 & \text{при } \tau = 0; \\ 0 & \text{при } \tau \neq 0. \end{cases} \quad (4)$$

Функцию типа (3) невозможно представить в виде воспроизведенной ПСП с конечным периодом дискретизации T_d , но при этом с бесконечно малым временем воспроизведения. Здесь, по всей видимости, нужно искать золотую середину, по возможности, устремляя ПСП по своим свойствам, описанным выражением (4), то есть

$$R_a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{ш}(t) u_{ш}(t - \tau) dt = \begin{cases} R_a(0) & \text{при } \tau = 0; \\ r_{\max} & \text{при } \tau \neq 0; \end{cases} \quad (5)$$

где с приемлемой погрешностью можно считать: $r_{\max} / R_a(0) \approx 0$ (хотя при этом получена ПСП, отражающая псевдобелый шум).

В предлагаемой модели, реализованной в виде программного модуля Sign_var.exe в среде C++, в качестве модели сигнала шума приняты псевдослучайные сигналы (ПСС), представленные в работах [1, 7], которые близки к указанным случайным сигналам по параметрам и их областям применения. Они, ес-

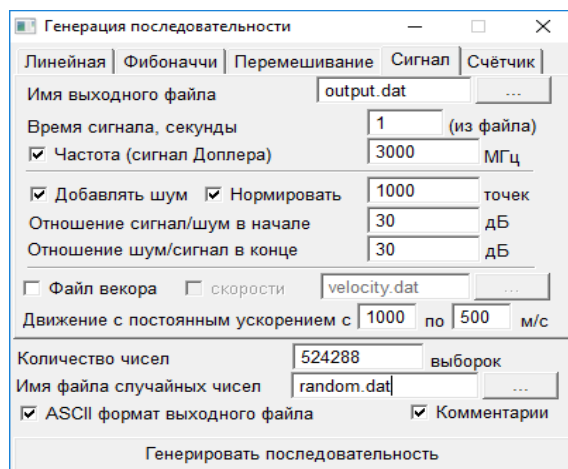


Рис. 2. Окно программы при первоначальном вызове

тественно, являются регулярными, но их периоды повторения во много раз больше длительности реализации реального доплеровского сигнала, что позволяет делать допущение о нерегулярности ПСС.

Общий вид программы генерирования зашумленного доплеровского сигнала в виде выборок аддитивной смеси сигнала и шума представлен на рис. 2.

В разработанной модели генератора шума использованы следующие способы получения ПСС на основе формирования наиболее востребованных ПСП чисел [5, 6]:

- 1) линейная конгруэнтная последовательность;
- 2) последовательность чисел Фибоначчи с запаздываниями;
- 3) библиотечный модуль пакета C++;
- 4) последовательность чисел на выходе сдвигового регистра с обратными связями.

1.1. Линейная конгруэнтная последовательность

Одними из популярных генераторов случайных чисел являются генераторы, в которых используется алгоритм, предложенный Д. Г. Лехмером [5]:

$$X_{n+1} = (g X_n + d) \bmod(m), \quad n \geq 0, \quad (6)$$

где g – множитель; d – приращение; m – модуль; X_0 – начальное значение.

Данная последовательность называется *линейной конгруэнтной*. Выбор коэффициентов последовательности определяет ее вероятностные качества. При этом конгруэнтная последовательность (как и любая другая ПСП) всегда образует так называемые петли, то есть обязательно существует цикл, повторяющийся бесконечное число раз. Повторяющиеся циклы определяют период последовательности. Длина периода – одно из требований к линейным конгруэнтным последовательностям. Чтобы обеспечить максимально возможный период повторения конгруэнтной последовательности, представленной (6), необходимо выполнить требования следующей теоремы, приведенной в [5].

Теорема. Линейная конгруэнтная последовательность, определяемая числами g , d , m и X_0 , имеет период m тогда и только тогда, когда:

- числа d и m взаимно простые;
- $b = g - 1$ кратно p для каждого простого p , являющегося делителем m ;
- b кратно 4, если m кратно 4.

Таким образом, из теоремы следует: для того чтобы обеспечить большую длину периода данной последовательности, достаточно выбирать соответственно

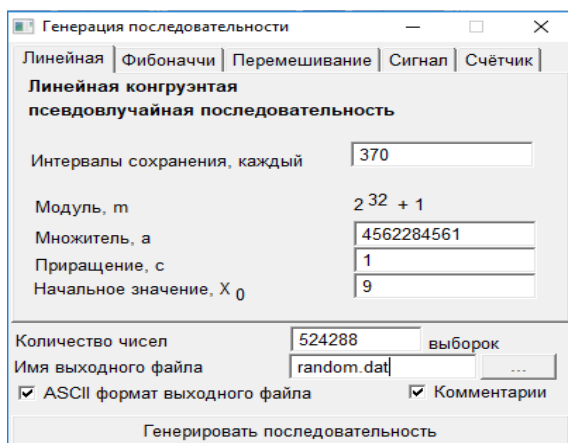


Рис. 3. Окно программы генерации конгруэнтной ПСП

большое значение модуля m . Однако процедура нахождения остатка от деления – затратная по времени операция. Данный недостаток можно компенсировать, если значение m выбирать соответствующее длине компьютерного слова.

В разработанной программе используется фиксированное значение модуля $m = 2^{32} + 1$. Использование такого значения модуля продиктовано следующими обстоятельствами. Во-первых, значение соответствует длине компьютерного слова современных микропроцессоров, используемых в системах РНИИС. Во-вторых, значение модуля с добавленной единицей увеличивает случайность младших значащих разрядов [5].

Увеличить случайный характер ПСП можно, если использовать при этом для генерации шума в качестве последовательной выборки только каждый k -й элемент генерируемой ПСП конгруэнтной последовательности [6]. Поэтому в программе используется интервал сохранения (рис. 3), при котором в массиве будут сохраняться только значения, соответствующие опции «Интервал сохранения».

1.2. Генерация ПСП на основе последовательности Фибоначчи с запаздыванием

Метод позволяет увеличить период цикла повторения последовательности. Это становится возможным за счет использования ПСП, в которой X_{n+1} зависит более чем от одного из предыдущих значений, в результате чего может быть сформирована последовательность чисел Фибоначчи. Так в [5] показано, что последовательность чисел, генерируемая по формуле:

$$X_n = (X_{n-l} + X_{n-k}) \bmod(m), \quad n > k > l, \quad (7)$$

где l и k – задержки (запаздывание) последовательности, $m = 2^q$ – модуль (q – целое положительное число), который имеет период, определяемый выражением $2^{q-1}(2^k - 1)$. Как и в линейном конгруэнтном методе, модуль m выбирается равным длине компьютерного слова, а значения запаздывания – согласно рекомендациям, приведенным в работе [5].

Из алгоритма генерируемой по формуле (7) ПСП можно заметить, что необходима начальная последовательность, из которой формируются задержки. В программе `Sign_var.exe` коэффициенты конгруэнтной последовательности соответствуют тем же коэффициентам, которые установлены в опции «Линейная». В настройке программы предусмотрен пропуск «первых» значений ПСП, как это рекомендует источник [5]. Вид окна программы для рассмотренного режима генерации ПСП приведен на рис. 4.

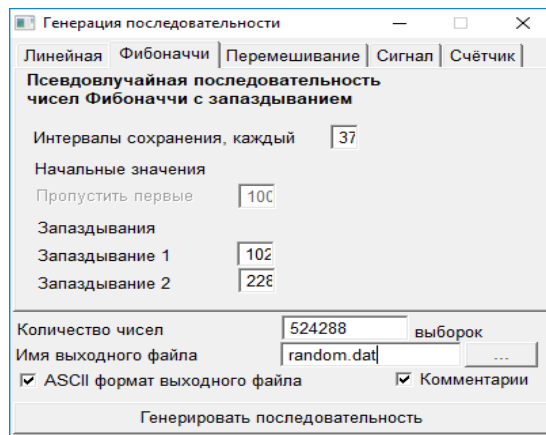


Рис. 4. Окно программы генерации ПСП Фибоначчи

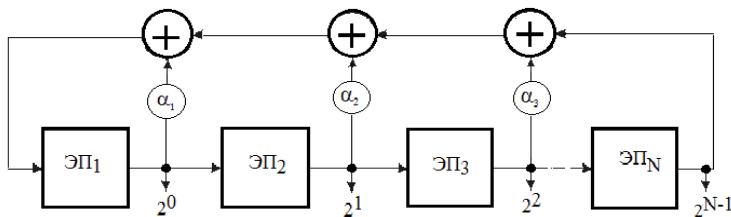


Рис. 5. Структурная схема генерации ПСП на основе сдвига

1.3. Генерация ПСП на основе регистра сдвига с обратными связями

При применении данного метода ПСП получают с помощью генераторов, использующих в качестве основных элементов N -разрядные регистры сдвига и сумматоры по модулю два ($\text{mod}2$). Более эффективный способ на основе фильтра Хаффмана, реализованный как программное средство, представлен схемой N -разрядного регистра сдвига на элементах памяти ЭП $_i$, выходные сигналы $2^0, 2^1, \dots, 2^{N-1}$ которого после специальной логической обработки снова вводятся в регистр, замыкая тем самым цепь рециркуляции (рис. 5).

При реализации генератора ПСП необходимо выполнение следующих условий [5]:

- должно быть задано правило подключения сумматоров по $\text{mod}2$ ключами (коммутаторами) $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ (α_0 и α_N всегда равны логической «1»);
- из всех ключей $\alpha_i, i \in [1, 2, \dots, N-1]$, хотя бы один должен иметь значение «1» (ключ коммутирован).

Период последовательности будет максимальным ($T = 2^N - 1$) в том случае, когда синтезируемый полином удовлетворяет условиям примитивности и неприводимости [5]. В нахождении такого полинома заключается основная задача синтеза генератора ПСП максимальной длины. При этом на выходе данного генератора получаются псевдослучайные числа с равномерным законом распределения. Окно программы для реализации данного метода приведено на рис. 6.

1.4. Метод перемешивания

Все перечисленные ранее методы имеют свои достоинства и недостатки с точки зрения недетерминированности генерируемого ПСС. Но с точки зрения «похожести» ПСС на белый шум требуется выполнить еще ряд требований: обеспечить равномерность спектра (спектр ПСС не должен иметь явно выделяющихся спектральных составляющих) и выполнить условие (5) с соответствующей оцен-

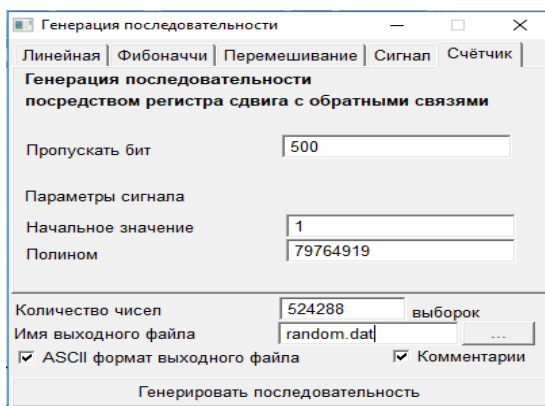


Рис. 6. Генерация ПСП на основе фильтра Хаффмана

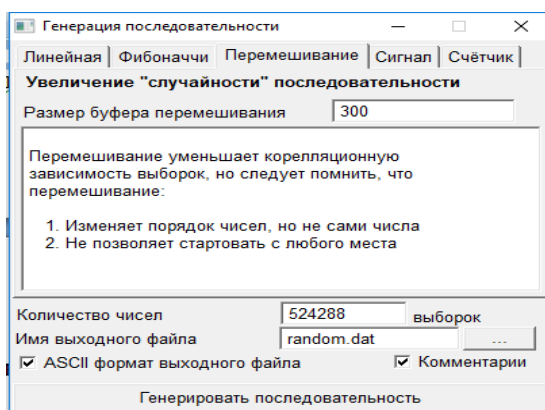


Рис. 7. Окно программы для перемешивания заданной ПСП

кой погрешности. Метод перемешивания является эффективным средством уменьшения автокорреляционной связи генерируемых последовательностей. В методе генерируется дополнительная ПСП, которая определяет позицию перемешиваемых чисел в исходной последовательности. В соответствии со своими позициями числа исходной последовательности переставляются. При этом задается буфер, в пределах которого происходит перемешивание. Окно программы перемешивания чисел исходной ПСП представлено на рис. 7.

Реализация метода состоит в следующем. Пусть в ячейке хранится начальное число R_0 . Циклически сдвигая содержимое ячейки влево на 2 разряда длины ячейки, получаем новое число R_0^* . Точно так же, циклически сдвигая содержимое ячейки R_0^* вправо на 2 разряда длины ячейки, получаем второе число R_0^{**} . Сумма чисел R_0^* и R_0^{**} дает новое случайное число.

В итоге исходные последовательности чисел, полученные любым из методов, рассмотренных ранее, могут быть приближены по своим свойствам к ПСС белого шума.

2. Способы оценки качества псевдослучайной последовательности «белый шум»

2.1. Статистические тесты на случайность

Для оценки качества ПСП большое значение имеет теоретическое определение статистических характеристик и корреляционных связей.

На основе анализа существующих методов оценки статистических характеристик ПСП [8] можно сделать вывод, что в настоящее время популярными явля-

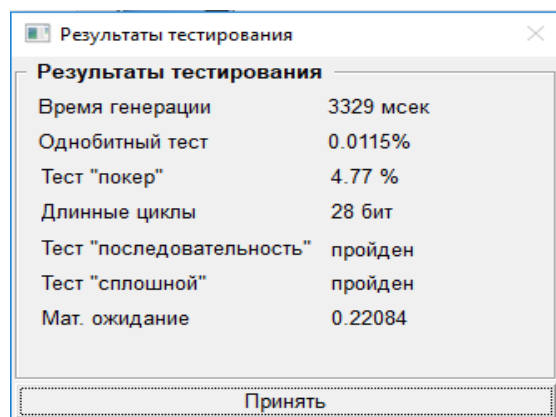


Рис. 8. Окно программы с результатами тестов на случайность ПСП

ются алгоритмы тестов, рекомендованных стандартом FIPS 140-1 национального института стандартов США (NIST). Все тесты являются бинарными, что определяет их простоту реализации и скорость вычисления. Задача тестирования на случайность формулируется так: имеется группа результатов наблюдений и высказывается гипотеза о том, что эти наблюдения можно считать реализациями случайной величины (не временного процесса) с выбранной формой функции распределения. Затем методами математической статистики эта гипотеза проверяется и далее, либо принимается, либо отвергается.

При разработке программы генерации ПСП реализованы следующие статистические тесты из современного набора тестов для ПСП [8], отобранные по принципу «простота + скорость выполнения»:

1) однобитный (определяет отклонение (в %) от равенства между нулями и единицами во всей двоичной последовательности, число которых в ПСП должно быть примерно одинаковым);

2) «покер» (подсчет встречаемости различных блоков равной длины в ПСП); основан на том, что в идеальной случайной последовательности вероятность всех блоков одинакова («брак» отражается в процентах);

3) «последовательность» (подсчет серий одинаковых битов различной длины и сравнение их с ожидаемыми для случайной ПСП);

4) «сплошной» (проверяет наличие одинаковых цепочек, длина которых превышает 33 бита – это уже явная автокорреляция и тест не пройден).

Тесты выполняются автоматически сразу после генерации ПСП по одному из выбранных методов. По завершению тестов выводится окно с результатами, пример которого приведен на рис. 8.

2.2. Спектральная и автокорреляционная оценка ПСП

Как отмечалось ранее, спектр белого шума не зависит от частоты [3] (равномерный спектр), и автокорреляционная функция белого шума принимает значения согласно (4). Естественно, что для ПСП эти характеристики будут отличны от характеристик белого шума. Приблизить ПСП к свойствам белого шума можно перемешиванием чисел в ПСП (см. рис. 7), но после каждого перемешивания необходимо проводить сравнение спектра полученного ПСП с предыдущим ПСП по степени приближения спектра к равномерному, и проводить оценку автокорреляции по (5). В качестве индикатора можно использовать программу для среды MathCAD-12 и выше, скриншот которой приведен на рис. 9, в составе которой имеются «быстрые» функции вычисления спектра и корреляции.

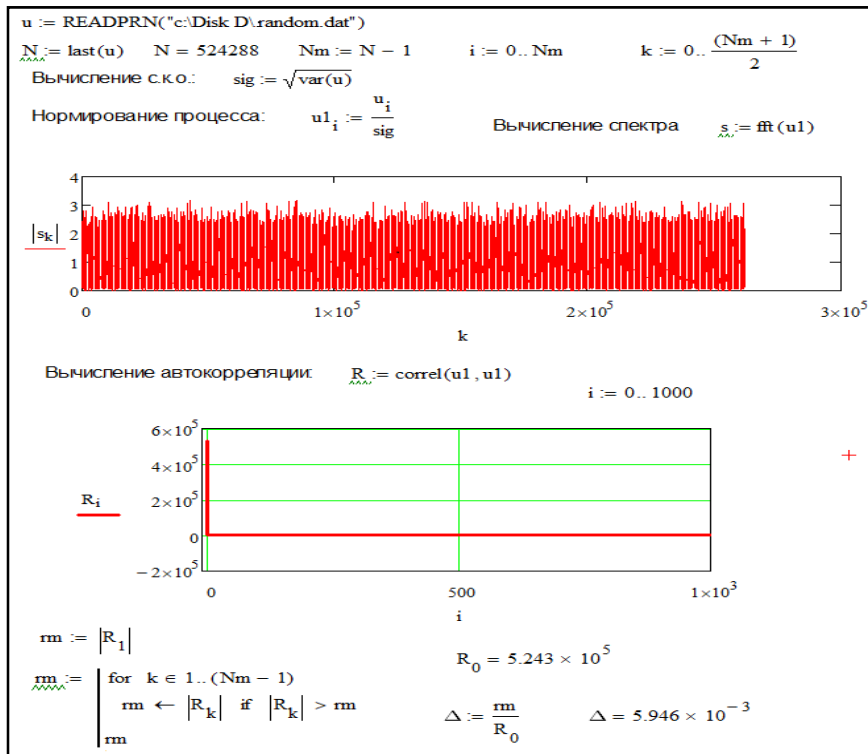


Рис. 9. Скриншот вычисления спектра и автокорреляции ПСП

Здесь подразумевается, что аргумент корреляции $\tau_i = iT_d$, где T_d – интервал выборки (интервал дискретизации) элементов ПСП, откуда $R_0 = R_a(\tau = 0)$, $rm = r_{\max}(\tau \neq 0)$. В результате в качестве ПСП псевдобелого шума выбирается та последовательность, у которой наиболее равномерный спектр и минимальное значение $\Delta = rm/R_0 = r_{\max}/R_a(0)$.

3. Метод формирования доплеровского сигнала

3.1. Математическая модель версии доплеровского сигнала

Объектом исследования для данной работы являются РНИИС, регистрирующие доплеровские сигналы на выходе радионавигационного приемника, полученные в результате отражения от ЛО облучающих его радиоволн. Для разработки модели доплеровского сигнала не имеют принципиального значения детали траектории движения ЛО, влияющие на характер доплеровского сигнала. Важно отразить в модели крайние варианты этого сигнала, имеющие принципиальное значение для аттестации программного обеспечения УЦОС. Для достижения данных целей выбрана траектория удаляющегося от плоскости антенн (см. рис. 1) по инерции ЛО, получившего положительное ускорение в первое мгновение полета

$$v(t) = v_{\text{нач}} - at = v_{\text{нач}} - \left[\frac{v_{\text{нач}} - v_{\text{кон}}}{T_c} \right] t, \quad (8)$$

где $v_{\text{нач}}$ и $v_{\text{кон}}$ – начальная и конечная скорости инерционного движения ЛО соответственно; T_c – время полета ЛО (продолжительность отраженного от ЛО сигнала); $a = (v_{\text{нач}} - v_{\text{кон}})/T_c$ – ускорение ЛО.

На основании (1) определяется выражение для моделирования доплеровской частоты

$$f_{\text{Д}}(t) = f_{\text{ИИ}} \frac{2v(t)}{c} = \frac{2f_{\text{ИИ}}}{c} \left(v_{\text{нач}} - \frac{v_{\text{нач}} - v_{\text{кон}}}{T_{\text{с}}} t \right). \quad (9)$$

Что касается затухания доплеровского колебания по амплитуде, то на основании анализа, приведенного в [2], затухание уровня доплеровского колебания $u_{\text{Д}}(t)$ по мере удаления ЛО от плоскости антенн (см. рис. 1) происходит по закону

$$u_{\text{Д}}(t) = \frac{u_{\text{нач}}(t)}{(\beta t + 1)}, \quad (10)$$

где β – коэффициент затухания, вычисляемый в конце интервала $T_{\text{с}}$; $u_{\text{нач}}(t)$ – начальное значение уровня доплеровского колебания.

Суммарный сигнал – аддитивная смесь доплеровского колебания $u_{\text{Д}}(t)$ и шума $u_{\text{ш}}(t)$ определяется как

$$u_{\Sigma}(t) = u_{\text{Д}}(t) + u_{\text{ш}}(t), \quad (11)$$

где эффективное (среднеквадратическое) значение шума $\sigma_{\text{ш}}$ должно быть в q раз меньше эффективного значения $u_{\text{нач}}(t=0)$.

3.2. Формирование дискретизированного доплеровского сигнала

При дискретизации доплеровского сигнала выборки сигнала будут происходить в моменты времени $t_i = iT_{\text{д}}$, $i = 1, 2, 3, \dots, N$ на интервале предполагаемого полета $T_{\text{с}}$. Следовательно, число выборок N будет определяться выражением $N = T_{\text{с}}/T_{\text{д}}$. На основе (10) с использованием (9) цифровая модель доплеровского колебания формируется следующим образом:

$$u_{1\text{Д}i} = \frac{U_m}{\beta iT_{\text{д}} + 1} \cos \left[2\pi \frac{2f_{\text{ИИ}}}{c} \left(v_{\text{нач}} - \frac{v_{\text{нач}} - v_{\text{кон}}}{T_{\text{с}}} iT_{\text{д}} \right) iT_{\text{д}} \right], \quad (12)$$

где U_m – амплитуда колебания гармонического колебания, удовлетворяющая условию $U_m / (2^{0.5} \sigma_{\text{ш}}) = q$.

Далее, для удобства анализа граничных условий вводится коэффициент $s = \beta T_{\text{д}}$. Для определения уровня сигнала относительно уровня шума в конце интервала времени $T_{\text{с}}$ ($i = N$) вводится коэффициент масштаба h , при котором выполняется $sN + 1 = hq$, откуда следует, что $s = (hq - 1)/N$. С учетом введенных коэффициентов h и q , учитывающих соотношение сигнала и шума в начале и конце модели сигнала, получается следующая цифровая модель (в виде выборок с интервалом $T_{\text{д}}$) зашумленного доплеровского сигнала

$$u_{1\Sigma i} = \frac{U_m}{\frac{hq-1}{N}i+1} \cos \left[2\pi \frac{2f_{\text{ИИ}}}{c} \left(v_{\text{нач}} - \frac{v_{\text{нач}} - v_{\text{кон}}}{N} i \right) iT_{\text{д}} \right] + \frac{u_{\text{ш}i}}{q}, \quad (13)$$

где $u_{\text{ш}i}$ – массив сгенерированной ПСП псевдобелого шума.

Вид главного окна программы, реализующей данный метод воспроизведения зашумленного доплеровского сигнала, приведен на рис. 2. В верхней панели окна программы задаются все параметры выражения (13). Величина $T_{\text{д}}$ вычисляется автоматически по формуле $T_{\text{д}} = T_{\text{с}}/N$. Коэффициенты h и q также рассчитываются автоматически по формулам:

$$q = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \times 10^{\frac{a_{\text{нач}}}{20}}; \quad h = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} \times 10^{\frac{a_{\text{кон}}}{20}},$$

где $a_{\text{нач}}$ – отношение «сигнал/шум» в начале полета, дБ; $a_{\text{кон}}$ – отношение «шум/сигнал» в конце полета, дБ (задаются в окне программы).

Функции АРУ (см. рис. 1) реализуются формированием элементов $u_{\Sigma ni}$ нового массива зашумленного доплеровского сигнала по формуле $u_{1\Sigma ni} = u_{1\Sigma i}(\sigma_{\text{ш}}/u_{1\Sigma \text{эф}i})$, где $u_{1\Sigma \text{эф}i}$ – эффективное (среднеквадратическое) значение сигнала (13) в окрестности i .

Сохранение массива $u_{1\Sigma n}$ осуществляется в виде последовательности чисел размером N со знаком с фиксированной запятой в формате ASCII с приведенной погрешностью $\delta_{\text{ASCII}} = 1/(2^{15} - 1)$. Такой формат, в случае необходимости, можно легко преобразовать в формат используемых в РНИИС АЦП с приведенной погрешностью $\delta_{\text{ADC}} = 1/(2^{n-1} - 1)$, где n – число разрядов АЦП со знакопеременным входным напряжением сигнала.

Для оценки программного обеспечения расчета расстояния до ЛО по вышепредложенной методике формируется второй файл с массивом $u_{2\Sigma n}$, в котором в выражении (13) значение $f_{1и}$ заменяется на значение $f_{2и}$, исходя из необходимого расположения в пространстве интерференционных узлов.

Заключение

Поскольку разработанный метод воспроизведения доплеровских сигналов нужен в первую очередь для метрологической оценки программного обеспечения узла ЦОС РНИИС, то предложенный в данной работе на его основе способ формирования цифрового доплеровского сигнала является вполне обоснованным и допустимым, так как главными его свойствами являются:

- детерминированность параметров доплеровского колебания;
- воспроизведение полетного закона соотношения сигнала и шума доплеровского сигнала;
- воспроизведение начального и конечного значений доплеровского колебания.

Кроме этого, с учетом программно-технических возможностей современных средств вычислительной техники заведомо можно сделать заключение, что погрешность разработанного средства воспроизведения доплеровского сигнала во много раз меньше аппаратно-программной погрешности современных РНИИС с непрерывным излучением.

Список литературы

1. Бобнев, М. П. Генерирование случайных сигналов / М. П. Бобнев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Энергия, 1971. – 240 с.
2. Булатов, В. Н. Применение спектрально-временных методов в доплеровских системах : монография / В. Н. Булатов, Н. А. Косарев, О. В. Худорожков. – Оренбург : Университет, 2012. – 196 с.
3. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. для вузов / И. С. Гоноровский. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Сов. радио, 1977. – 608 с.
4. Дьяконов, В. П. MathCAD 7. 0 в математике, физике и в Internet / В. П. Дьяконов, И. В. Абраменкова. – М. : Нолидж, 1998. – 345 с.
5. Кнут, Д. Искусство программирования. Том 2. Получисленные алгоритмы : пер. с англ. / Д. Кнут. – 3-е изд. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2007. – 832 с.

6. Шнайер, Б. Прикладная криптография : протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си : [пер. с англ.] / Б. Шнайер; пер. Н. Дубнова. – 2-е изд. – М. : Диалектика, 2003. – 610 с.

7. Ярмолик, В. Н. Генерирование и применение псевдослучайных сигналов в системах испытаний и контроля / В. Н. Ярмолик, С. Н. Демиденко; под ред. П. М. Чеголина // АН БССР, Ин-т техн. кибернетики. – Минск : Наука и техника, 1986. – 198 с.

8. Григорьев, А. Ю. Методы тестирования генераторов случайных и псевдослучайных последовательностей / А. Ю. Григорьев [Электронный ресурс] // Ученые записки УлГУ. Сер. Математика и информационные технологии. – УлГУ : электрон. журнал. – 2017. – № 1. – С. 22 – 28. – Режим доступа : <http://www.ulsu.ru/media/uploads/anako09%40mail.ru/2017/10/14/Григорьев.pdf> (дата обращения 12.07.2018)

Method of Digital Signal Reproduction for Digital Processing System Certification of Radio Interference Signals

O. V. Khudorozhkov, S. A. Silvashko, V. N. Bulatov

*Department of Industrial Electronics and Data Measuring Equipment,
Orenburg State University, Orenburg, Russia; promel@unpk.osu.ru*

Keywords: correlation; digital signal processing; Doppler frequency; model of white noise; pseudo-random sequence.

Abstract: The paper presents the justification for the formation of a noisy Doppler signal for metrological certification of a digital signal processing unit of a radio navigation information and measurement system. Mathematical models and their software implementation for pseudo-white noise reproduction are given. A mathematical model of the noisy Doppler signal for the metrological certification of a digital signal processing node for a radio navigation information and measurement system is implemented.

References

1. Bobnev M.P. *Generirovaniye sluchaynykh signalov* [Generation of random signals], Moscow: Energiya, 1971, 240 p. (In Russ.)
2. Bulatov V.N., Kosarev N.A., Khudorozhkov O.V. *Primeneniye spektral'no-vremennykh metodov v doplerovskikh sistemakh : monografiya* [Application of spectral-temporal methods in Doppler systems], Orenburg: Universitet, 2012, 196 p. (In Russ.)
3. Gonorovskiy I.S. *Radiotekhnicheskiye tsepi i signaly : ucheb. dlya vuzov* [Radio Engineering Chains and Signals], Moscow: Sov. radio, 1977, 608 p. (In Russ.)
4. D'yakonov V.P., Abramenkova I.V. *MathCAD 7. 0 v matematike, fizike i v Internet* [MathCAD 7. 0 in mathematics, physics and the Internet], Moscow: Nolidzh, 1998, 345 p. (In Russ.)
5. Knut D. *Iskusstvo programmirovaniya. Tom 2. Poluchislennyye algoritmy* [The art of programming. Volume 2. The resulting algorithms], Moscow: Izdatel'skiy dom "Vil'yams", 2007, 832 p. (In Russ.)
6. Shnayyer B. *Prikladnaya kriptografiya : Protokoly, algoritmy, iskhodnyye teksty na yazyke Si* [Applied cryptography: Protocols, algorithms, source texts in the SI], Moscow: Dialektika, 2003, 610 p. (In Russ.)

7. Yarmolik V.N., Demidenko S.N. *Generirovaniye i primeneniye psevdosluchaynykh signalov v sistemakh ispytaniy i kontrolya* [Generation and application of pseudo-random signals in testing and control systems], Chegolina P.M. [Ed.], Minsk: Nauka i tekhnika, 1986, 198 p. (In Russ.)

8. <http://www.ulsu.ru/media/uploads/anako09%40mail.ru/2017/10/14/Григорьев.pdf> (accessed 12 July 2018).

Art der digitalen Signalwiedergabe für die Zertifizierung von digitalen Radiointerferenzsignalverarbeitungssystemen

Zusammenfassung: Es ist die Begründung für die Bildung eines verrauschten Doppler-Signals für die metrologische Zertifizierung eines digitalen Signalverarbeitungsknotens für das Radio-Navigations-Informations- und Messsystem angeführt. Mathematische Modelle und ihre Software-Implementierung für die Wiedergabe von pseudo-weißem Rauschen sind vorgestellt. Es ist ein mathematisches Modell eines verrauschten Doppler-Signals zur messtechnischen Zertifizierung des digitalen Signalverarbeitungsknotens für das Radio-Navigations-Informations- und Messsystem implementiert.

Méthode de la lecture d'un signal numérique pour la certification de systèmes du traitement numérique des signaux de radiointerférence

Résumé: Est justifiée la formation d'un modèle Doppler sonore pour la certification métrologique de l'unité du traitement numérique du signal du système de l'information et de mesure de radionavigation. Sont présentés les modèles mathématiques et leur réalisation logitielle pour reproduire le bruit pseudo-acoustique. Est mis en œuvre un modèle mathématique du signal Doppler sonore pour la certification métrologique de l'unité du traitement numérique du signal du système d'information et de mesure de radionavigation.

Авторы: *Худорожков Олег Викторович* – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Промышленная электроника и информационно-измерительная техника»; *Сильвашко Сергей Анатольевич* – кандидат технических наук, доцент кафедры «Промышленная электроника и информационно-измерительная техника»; *Булатов Виталий Николаевич* – доктор технических наук, профессор кафедры «Промышленная электроника и информационно-измерительная техника», ФГБОУ ВО «Оренбургский государственный университет», г. Оренбург, Россия.

Рецензент: *Соловьев Николай Алексеевич* – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Программное обеспечение вычислительной техники и автоматизированных систем», ФГБОУ ВО «Оренбургский государственный университет», г. Оренбург, Россия.