

УДК 621.396.949

## РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПЛИС ИМИТАТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ

**А. Б. Герасимов**, ассистент кафедры РТС Ярославского государственного университета (ЯрГУ) им. П. Г. Демидова, к. т. н.; gerasimov@uniyar.ac.ru  
**Д. М. Соловьев**, аспирант кафедры РТС ЯрГУ

Представлена реализация имитатора многолучевого канала авиационной радиосвязи. Приведены сведения о статистической и детерминированной математических моделях канала, описана единая структура логической схемы ПЛИС, реализующая данные модели. Показано, что разработанный имитатор адекватно воспроизводит характеристики многолучевого канала.

**Ключевые слова:** многолучевой канал, имитатор радиоканала, программируемая логическая интегральная схема, модель Кларка, детерминированная модель, радиофизическая сцена.

**Введение.** Разработка новых систем связи включает этап экспериментальной отработки макетов и опытных образцов. При лабораторных исследованиях новых систем широкое применение получили имитаторы каналов связи — модели, позволяющие подвергать сигналы, передаваемые через систему, искажениям и воздействиям, которые в наибольшей степени соответствуют условиям на реальных трассах связи.

К основным задачам построения имитатора канала связи относятся: выбор и разработка математического описания канала, структурной схемы имитатора, отвечающей принятой модели канала, а также аппаратная реализация средствами электронной техники принятой структурной схемы [1].

Современный уровень развития техники создает широкие возможности для реализации достаточно сложных моделей многолучевых каналов на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). В статье представлено описание и результаты разработки имитатора многолучевого канала авиационной радиосвязи, позволяющего реализовывать статистическую и детерминированную модель канала без изменения конфигурации ПЛИС.

Работа выполнена при поддержке проекта № 1060 в рамках базовой части государственного задания на НИР ЯрГУ.

**Математическая и структурная модель многолучевого канала.** Как правило, математическая модель многолучевого радиоканала задается в виде переменной во времени импульсной характеристики (ИХ). При имитации распространения сигналов в радиоканалах обычно рассматривается преобразование комплексной огибающей, которое описывается выражением [2]:

$$\dot{S}_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{\text{вх}}(t - \tau) \dot{h}(t, \tau) d\tau, \quad (1)$$

где  $\dot{S}_{\text{вх}}(t)$  — комплексная огибающая сигнала на входе приемника;  $\dot{S}_{\text{вых}}(t)$  — комплексная огибающая на выходе передатчика системы связи;  $\dot{h}(t, \tau)$  — комплексная огибающая ИХ канала на несущей частоте радиосигнала.

В связи с конечной чувствительностью приемников систем связи можно считать, что используемые радиосигналы

имеют ограниченный спектр, занимающий полосу частот  $\Delta F$ , а ИХ канала отлична от нуля на конечном интервале времени  $[t_n, t_k]$ . С учетом данных допущений свертка (1) преобразуется к конечной сумме [2]:

$$\dot{S}_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}_{\text{вх}}(t - (n_0 + n)T) \dot{h}_n(t), \quad (2)$$

где  $T = 1/\Delta F$  — интервал дискретизации задержки  $\tau$ ;  $n_0 = \lfloor t_n/T \rfloor$ ;  $N = n_0 - \lfloor t_k/T \rfloor + 1$ ;  $\dot{h}_n(t)$  — весовые коэффициенты суммирования, определяемые выражением

$$\dot{h}_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{h}(t, \tau) \frac{\sin(\pi \Delta F (\tau - nT))}{\pi \Delta F (\tau - nT)} d\tau. \quad (3)$$

Коэффициенты  $\dot{h}_n(t)$  имеют смысл суммарных коэффициентов передачи сигналов с задержками, удовлетворяющими условию  $(n - 1/2)T \leq \tau \leq (n + 1/2)T$ .

Из (2) следует, что сигнал на выходе многолучевого канала представляет собой конечную сумму задержанных копий входного сигнала, взятых с коэффициентами  $\dot{h}_n(t)$ . Такому представлению сигнала на выходе многолучевого канала соответствует структурная схема, представленная на рис. 1.

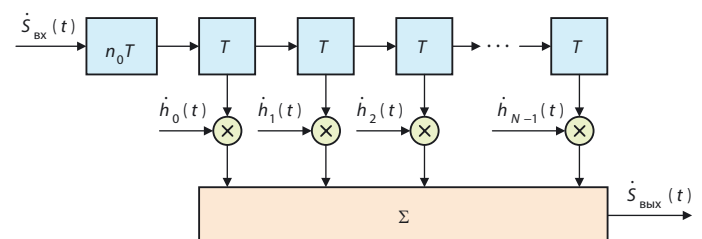


Рис. 1. Структурная модель многолучевого канала

Изменение коэффициентов  $\dot{h}_n(t)$  с течением времени в каналах мобильной радиосвязи является, в основном, следствием изменения взаимного положения на местности передатчика и приемника системы связи. В отсутствие информации о взаимном расположении передатчика и приемника, высотах установки и ориентациях антенн, форме и положении объектов в среде распространения радиоволн изменение коэффициентов  $\dot{h}_n(t)$  рассматривают как случайный процесс с определенной плотностью распределения вероятности и спектральной плотностью мощности [3].

Наиболее распространенной статистической моделью канала мобильной радиосвязи является модель Кларка [3]. Она описывает многолучевой канал между стационарным передатчиком и мобильным приемником, имеющими антенны с изотропными диаграммами направленности. В модели считается, что центры рассеяния изотропно распреде-

лены относительно приемника в горизонтальной плоскости и прямая видимость между передатчиком и приемником отсутствует.

В рамках данных предположений действительная и мнимая части  $\dot{h}_n(t)$  представляют собой стационарные некоррелированные нормальные процессы с одинаковой дисперсией. Нормированная спектральная плотность мощности (СПМ) данных процессов описывается выражением [3]:

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_{\max} \sqrt{1 - \frac{f^2}{f_{\max}^2}}} & |f| \leq f_{\max}; \\ 0 & |f| > f_{\max}, \end{cases} \quad (4)$$

где  $f_{\max}$  — максимальный возможный доплеровский сдвиг частоты при заданной относительной скорости движения передатчика и приемника.

В условиях известной геометрической и электродинамической модели радиоканала, образованного радиофизической сценой, взаимного расположения передатчика и приемника законы изменения коэффициентов  $\dot{h}_n(t)$  могут быть найдены на основе расчета параметров распространения сигналов по отдельным путям, возникающим в результате взаимодействия сигналов с удельными участками радиофизической сцены.

Распространение сигнала по  $m$ -му пути характеризуется коэффициентом передачи  $\dot{K}_m(t)$ , задержкой  $t_{zm}(t)$  и доплеровским сдвигом частоты  $f_{dm}(t)$  [4]. При этом существует такой интервал времени  $T_c$ , на котором коэффициенты передачи сигналов по всем путям можно приближенно считать постоянными, а задержки и сдвиги частот сигналов соответственно представить в виде:  $t_{zm}(t) = t_{tp}(t) + \Delta t_{zm}$  и  $f_{dm}(t) = f_{tp}(t) + \Delta f_{dm}$ , где  $t_{tp}(t)$  — наименьшая по всем путям задержка сигнала, а  $f_{tp}(t)$  — средний по всем путям доплеровский сдвиг частот сигналов.

На данном интервале закон изменения коэффициентов  $\dot{h}_n(t)$  определяется выражением [5]:

$$\dot{h}_n(t) = \exp \left[ j \int_0^t 2\pi f_{tp}(\tau) d\tau \right] \sum_{l=-L/2}^{L/2-1} \dot{K}_{nl} \exp[2\pi j l \Delta f t], \quad (5)$$

где  $L$  — количество спектральных составляющих в дискретной модели мгновенного доплеровского спектра;  $\dot{K}_{nl}$  — суммарный коэффициент передачи группы сигналов, удовлетворяющих условиям:  $(n-1/2)T \leq \Delta t_{zm} \leq (n+1/2)T$  и  $(l-1/2)\Delta f \leq \Delta f_{dm} \leq (l+1/2)\Delta f$ ;  $\Delta f = 1/T_c$  — шаг дискретизации доплеровского сдвига частоты.

Формирование коэффициентов  $\dot{h}_n(t)$  при реализации статистической модели радиоканала обычно может быть осуществлено на аппаратном уровне совместно со структурной схемой модели канала. Формирование коэффициентов  $\dot{h}_n(t)$  на основе модели радиофизической сцены, как правило, реализуется программно на базе геоинформационной системы.

**Реализация имитатора многолучевого канала.** Имитатор предназначен для отладки и испытаний радиомодема, разрабатываемого для комплекса радиосвязи авиационных систем. Основные технические характеристики модема, значимые для создания имитатора, приведены в таблице.

В имитаторе должна быть реализована статистическая модель радиоканала, используемая для контроля корректной работы модема, и детерминированная модель, основан-

### Технические характеристики модема

Наименование	Значение
Ширина спектра сигнала по уровню -20 дБ	80 МГц
ПЧ сигнала передатчика	870 МГц
ПЧ сигнала приемника	1050 МГц
Несущая частота радиосигнала	5 ГГц

ная на модели радиофизической сцены и применяемая для оценки качества работы модема в реальных условиях.

Имитатор многолучевого канала реализован на отладочной плате ЦОС Xilinx ML 605 на основе ПЛИС Virtex 4, оснащенной мезонинными модулями АЦП и ЦАП с частотой дискретизации 2,5 ГГц. Внешний вид платы ЦОС представлен на рис. 2.



Рис. 2. Отладочная плата ЦОС Xilinx ML 605 с модулями АЦП и ЦАП

Структурная модель радиоканала, приведенная на рис. 1, реализуется внутри ПЛИС в виде последовательного соединения линии задержки и комплексного параметрического фильтра (рис. 3). Выделение квадратурных составляющих сигнала, поступающего на вход имитатора, и формирование выходного радиосигнала обеспечивают квадратурные модулятор и демодулятор с независимыми частотами. Для оптимизации использования ресурсов ПЛИС при выделении квадратурных составляющих частота их дискретизации понижается в 24 раза до

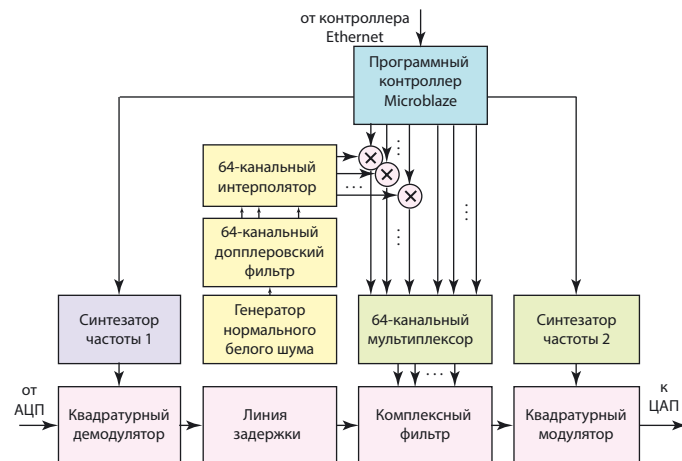


Рис. 3. Схема реализации имитатора на ПЛИС

104,17 МГц. На входе квадратурного модулятора осуществляется интерполяция отсчетов до частоты дискретизации 2,5 ГГц.

Порядок комплексного фильтра выбран так, чтобы обеспечить относительную погрешность имитации сигнала не более 5%. Указанные требования к относительной ошибке выполняются, если при моделировании учитывался участок ИХ длительностью не менее 295 нс [6]. При частоте дискретизации сигнала 104,17 МГц данное условие выполняется, когда порядок комплексного фильтра равен или больше 31. В имитаторе реализован комплексный фильтр 32-го порядка.

Комплексные коэффициенты фильтра  $\hat{h}_n(t)$  для статистической модели многолучевого канала также формируются внутри ПЛИС. Для этого в ПЛИС реализован генератор нормального белого шума и 64-канальный доплеровский фильтр (рис. 3), обеспечивающий формирование 64 независимых нормальных случайных процессов, которые имеют СПМ, описываемую выражением (4).

Частотная характеристика доплеровского фильтра обеспечивает формирование спектра с максимальной частотой 3600 Гц. При частоте сигнала 5 ГГц она соответствует крейсерской скорости 780 км/ч самолета ИЛ-76. В соответствии с общепринятыми правилами [2] дискретизация случайных процессов в доплеровском фильтре осуществляется с частотой 62,6 кГц. Расчет коэффициентов фильтра выполнен по методике, представленной в [7]. График выборки АЧХ доплеровского фильтра приведен на рис. 4.

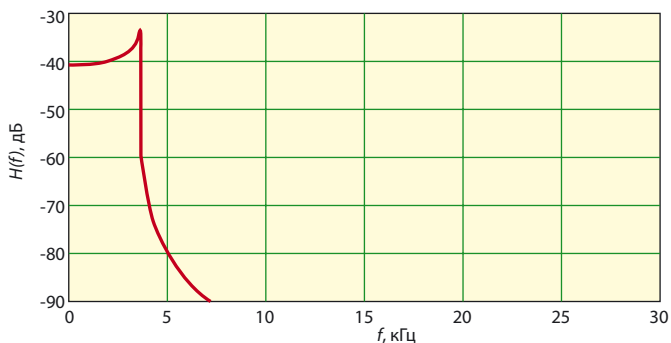


Рис. 4. АЧХ доплеровского фильтра

С выхода доплеровского фильтра нормальные случайные процессы поступают на интерполятор, в котором частота дискретизации повышается до 104,17 МГц. Затем случайные процессы умножаются на амплитудные множители, пропорциональные относительным мощностям отдельных лучей, и через мультиплексор поступают на множители комплексного фильтра. Мощности лучей могут быть заданы с персонального компьютера (ПК) по каналу Ethernet через контроллер Microblaze. При включении питания ПЛИС по умолчанию реализуется экспоненциальный профиль задержки мощности лучей с затуханием 42,4 дБ/мкс, при котором мощность остатка ИХ при заданном порядке и частоте дискретизации комплексного фильтра составляет 5% от полной мощности.

Коэффициенты комплексного фильтра  $\hat{h}_n(t)$  при реализации детерминированной модели многолучевого канала предварительно рассчитываются программой на ПК для всего цикла моделирования и затем по запросам контроллера по каналу Ethernet последовательно передаются в имитатор. В процессе имитации контроллер через мультиплексор обеспечивает периодическую перезапись коэффициентов

комплексного фильтра в соответствии с таймером реального времени.

Выбор модели многолучевого канала, которая будет использоваться для имитации, осуществляется путем коммутации соответствующего источника коэффициентов комплексного фильтра к шинам данных умножителей с помощью мультиплексора. Управление мультиплексором осуществляет контроллер в соответствии с командами с ПК.

**Верификация имитатора многолучевого канала.** В процессе верификации реализованного имитатора канала оценивается подобие характеристик сигнала на выходе имитатора, полученных экспериментально и предсказанных на основе математической модели канала. Наиболее часто проводится оценка подобия закона изменения амплитуды сигнала и формы доплеровского спектра сигнала на выходе канала при воздействии на вход гармонического сигнала.

Для получения необходимых экспериментальных данных на вход имитатора подавался гармонический сигнал с генератора сигналов Agilent E4428C. Записи осциллограмм и спектрограмм сигнала осуществлялись с помощью цифрового осциллографа Agilent MSO9104A и анализатора спектра Agilent N9030A (рис. 5).

На основе записанной осциллограммы рассчитывалась огибающая радиосигнала путем вычисления модуля анали-

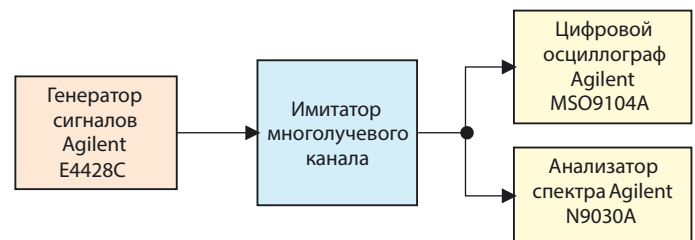


Рис. 5. Структурная схема экспериментальной установки

тического сигнала, полученного с применением фильтра Гильберта. При верификации статистической модели канала частота дискретизации огибающей радиосигнала снижалась до 32 кГц, чтобы при заданной ширине доплеровского спектра на один интервал замираний приходилось не менее четырех отсчетов огибающей. Фрагмент осциллограммы и гистограмма распределения мгновенных значений полученной огибающей радиосигнала представлены на рис. 6.

В соответствии со статистической моделью распределение мгновенных значений амплитуды сигнала должно описываться распределением Рэлея [3]. Количественная оценка соответствия статистических свойств выходного сигнала распределению Рэлея проведена по критерию согласия Колмогорова-Смирнова при уровне значимости  $\alpha = 0,95$ . Общий объем анализируемой выборки мгновенных значений амплитуды радиосигнала равен 15 750 отсчетам. Статистика критерия для анализируемой выборки составила 0,0084, а критическое значение для заданного объема выборки и уровня значимости — 0,0128. Таким образом, распределение мгновенных значений амплитуды сигнала на выходе имитатора при воздействии на входе гармонического сигнала хорошо согласуется с распределением Рэлея.

Запись спектрограммы выходного сигнала имитатора при верификации статистической модели проводилась на центральной частоте радиосигнала  $f_0$  в полосе  $F = 16$  кГц с частотным разрешением  $\Delta f = 1$  Гц. При записи проводилось усреднение спектра по 1000 реализаций. По получен-

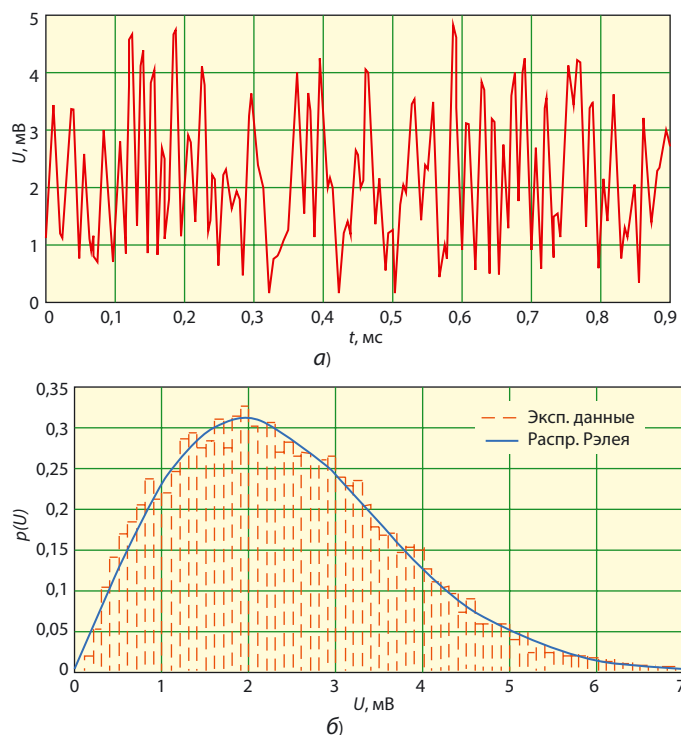


Рис. 6. Осциллограмма (а) и гистограмма (б) распределения мгновенных значений амплитуды сигнала на выходе имитатора

ной записи рассчитывалась экспериментальная оценка нормированной СПМ сигнала на выходе имитатора:

$$S_n(f_i) = \frac{S(f_i)}{\sum_{i=1}^N S(f_i) \Delta f}, \quad (6)$$

где  $S_n(f_i)$  — отсчеты нормированной СПМ сигнала;  $S(f_i)$  — отсчеты записанного спектра сигнала;  $f_i = f_0 + (i - (N + 1) / 2) \Delta f$  — дискретные значения частот, для которых получены отсчеты спектра;  $N = F / \Delta f + 1$  — общее количество записанных отсчетов спектра сигнала. Графики полученной экспериментальной оценки и теоретической СПМ представлены на рис. 7.

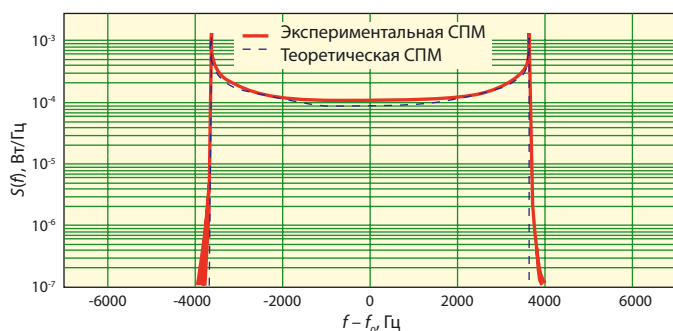


Рис. 7. Сравнение теоретической СПМ на выходе канала и экспериментальной оценки СПМ сигнала на выходе имитатора

Среднеквадратичное отклонение экспериментальной оценки СПМ от теоретической СПМ составило  $\sigma = 7,8 \cdot 10^{-5}$  Вт/Гц, а интегральная мощность отклонения в полосе анализа равна 0,071 Вт (7,1% от мощности сигнала). Исходя из полученных данных совпадение реализуемой СПМ сигнала на выходе имитатора с теоретической можно

считать удовлетворительным. Таким образом, можно утверждать, что реализованный имитатор адекватно воспроизводит характеристики многолучевого канала, заданного статистической математической моделью.

Верификация реализации детерминированной модели многолучевого канала выполнялась путем сравнения экспериментально измеренных характеристик сигнала с характеристиками, рассчитанными по дискретным отсчетам закона изменения ИХ канала:

$$\dot{h}_n[m] = \dot{h}_n(mT_c/L), \quad m \in [0, L - 1].$$

Расчет законов изменения отсчетов ИХ осуществлен с помощью программы для ЭВМ «Библиотека моделей многолучевого распространения радиосигналов для Геоинформационной системы частотно-территориального планирования» (свидетельство № 2012619101 от 08.10.2012), разработанной в ЯрГУ для прогноза характеристик многолучевых каналов.

При расчетах имитировалась радиолиния между наземной станцией и воздушным судном в горной местности. Интервал квазистационарности параметров путей распространения парциальных сигналов  $T_c$  составил 0,25 с,  $L = 2048$  (определено автоматически в соответствии с шириной доплеровского спектра). Соответственно длительность интервала записи осциллограмм составляла 0,25 с.

При верификации детерминированной модели частота дискретизации рассчитанных огибающих радиосигнала снижалась до значения  $L/T_c = 8192$  Гц. Отсчеты теоретической огибающей вычисляли по формуле:

$$A[m] = A_0 \left| \sum_{n=1}^N \dot{h}_n[m] \right|, \quad (7)$$

где  $A_0$  — нормировочный множитель, равный коэффициенту передачи имитатора при моделировании канала с коэффициентом передачи, равным 1. Пример теоретической и экспериментальной огибающей сигнала приведен на рис. 8.



Рис. 8. Теоретическая огибающая сигнала на выходе канала и огибающая сигнала, полученная экспериментально на выходе имитатора

Относительная ошибка имитации характеристик канала оценена по отношению среднеквадратичного отклонения экспериментально полученной огибающей от теоретической к среднему значению теоретической огибающей. Значение относительной ошибки по результатам обработки измерений составило  $0,040 \pm 0,016$  при доверительной вероятности 0,95.

Запись спектрограмм сигнала при верификации детерминированной модели производилась с разрешением

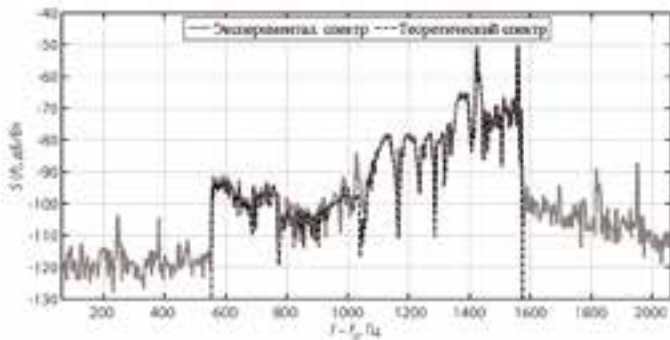


Рис. 9. Теоретический спектр сигнала на выходе канала и спектр сигнала, полученный экспериментально на выходе имитатора

4 Гц. Теоретическая форма спектра рассчитывалась по формуле:

$$S(k\Delta f) = A_0 \left| \sum_{n=1}^N \sum_{m=0}^{L-1} h_n[m] \exp\left(-\frac{2\pi}{L} mk\right) \right|. \quad (8)$$

Пример теоретического и экспериментального спектра представлен на рис. 9. Отношение мощности отклонения экспериментального спектра от теоретического к суммарной расчетной мощности сигнала составило  $0,026 \pm 0,023$  при доверительной вероятности 0,95, т.е. реализованный имитатор адекватно воспроизводит характеристики многолучевого канала, заданного детерминированной математической моделью.

**Заключение.** Разработанный имитатор многолучевого канала мобильной радиосвязи обеспечивает реализацию статистической и детерминированной модели канала на единой структуре логической схемы ПЛИС. Относительная ошибка имитации характеристик многолучевого канала

при реализации обеих моделей составляет не более 0,071. При этом для радиосистемы с полосой частот 80 МГц реализуется ИХ с 32 лучами, что позволяет имитировать каналы с сильной межсимвольной интерференцией. Таким образом, созданный имитатор обеспечивает высокое качество отладки и достоверную оценку эксплуатационных характеристик разрабатываемого модема для комплекса радиосвязи авиационных систем.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Галкин А. П., Лапин А. Н., Самойлов А. Г. Моделирование каналов систем связи. — М.: Связь, 1979. — 96 с.
2. Jeruchim M. C., Balaban P., Shanmugan K. Sma. Simulation of Communication Systems Modeling, Methodology and Techniques. Second Edition. — New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2002. — 937 p.
3. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. Учеб. Пособие. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 392 с.
4. Герасимов А. Б., Жиганов С. Н. Значимость изменений парциальных задержек и доплеровских частот участков земной поверхности при имитации сигнала вторичного излучения // Радиотехника. — 2009. — № 11. — С. 115—120.
5. Герасимов А. Б., Крнев А. Н., Погребной Д. С. Методика и результаты измерения метрологических характеристик имитатора эхо-сигнала радиофизической сцены // Проектирование и технология электронных средств. — 2009. — № 4. — С. 47—51.
6. Герасимов А. Б. Условия наименьшей трудоемкости моделирования эхо-сигнала поверхности Земли с заданной погрешностью // Вестник ЯрГУ им. П. Г. Демидова. Сер. Естественные и технические науки. — 2011. — № 1. — С. 48—53.
7. Iskander Cyril-Daniel. A MATLAB-based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation. — <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/18869-a-matlab-based-object-oriented-approach-to-multipath-fading-channel-simulation>.

Получено 05.03.14



**РНТОРЭС им. А. С. Попова совместно с МСЭ (ITU), IEEE, МТУСИ,  
Издательским Домом «Медиа Паблшер»  
при поддержке ОАО «Концерн «Созвездие» и Воронежского института МВД России  
проводят с 29 июня по 2 июля 2014 года в Воронеже**

**Международную научно-техническую конференцию  
«Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях»**

## «СИНХРОИНФО 2014»

На конференции будут обсуждены актуальные вопросы фундаментальных и прикладных исследований в области теории динамических систем, генерирования сигналов и стабилизации частоты, цифрового формирования и обработки сигналов, статистической теории связи и помехоустойчивого приема сигналов, а также ряда смежных областей. Кроме традиционных для семинара проблем теории и техники систем синхронизации, стабилизации и синтеза частот, большое внимание будет уделено таким важным прикладным вопросам, как: высокоэффективное усиление радиосигналов, анализ и обработка звуковых сигналов и изображений, исследование и разработка систем радиомониторинга, радионавигации и позиционирования и др.

Работа семинара будет организована по секциям.

**Материалы конференции будут размещены на сайте:** [http://www.media-publisher.ru/specials\\_izd.shtml](http://www.media-publisher.ru/specials_izd.shtml).

Телефон Оргкомитета в Москве (8-916) 1437791. Владимир Сергеевич Шамшин.