

УДК 621.396.949

ОПТИМИЗАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ ИМИТАТОРА ШИРОКОПОЛОСНОГО ГОРОДСКОГО МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА

Л. Н. Казаков, заведующий кафедрой РТС Ярославского государственного университета им. П. Г. Демидова (ЯрГУ), д.т.н.; kazakov@uniyar.ac.ru
Д. М. Соловьев, аспирант кафедры РТС ЯрГУ; soldm89@gmail.com

Рассматривается метод и критерий оптимизации вычислительных ресурсов имитатора широкополосного городского многолучевого радиоканала. Показана возможность реализации цифрового имитатора на базе технологии программируемых логических интегральных схем.

Ключевые слова: многолучевой радиоканал, имитатор радиоканала, программируемая логическая интегральная схема.

Введение. Имитаторы многолучевых радиоканалов являются важнейшими инструментами, применяемыми разработчиками при моделировании процессов, протекающих на физическом уровне беспроводных систем передачи информации. Наибольший интерес представляет реализация полностью цифрового аппаратного имитатора.

Такой имитатор обладает рядом преимуществ по сравнению с программными, аналоговыми или аналого-цифровыми имитаторами: работа в режиме реального времени с реальными сигналами, стабильность характеристик, точность управления параметрами радиоканала, большой динамический диапазон. К недостаткам можно отнести большую ресурсоемкость, необходимую для качественного моделирования реальных радиоканалов [1].

Актуальной проблемой при разработке имитатора является выбор интервала дискретизации профиля задержки мощности радиоканала. С одной стороны, этот параметр определяет точность воспроизведения реальной непрерывной импульсной характеристики (ИХ) радиоканала, а с другой, существенно влияет на вычислительные затраты. Интерес представляет исследование влияния интервала дискретизации на производительность исследуемой системы передачи информации [2, 3].

В статье рассматривается решение задачи оптимизации использования вычислительных ресурсов имитатора в привязке к параметрам конкретной исследуемой системы передачи информации.

Математическая модель имитатора. Математическая модель многолучевого радиоканала, как правило, задается в виде переменной во времени ИХ. При имитации распространения сигналов в радиоканалах обычно рассматривается преобразование их комплексной огибающей [4]:

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

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 (далее просто ИХ).

В связи с конечной чувствительностью приемников систем связи можно считать, что используемые радиосигналы имеют ограниченный спектр, занимающий полосу частот ΔF , а ИХ канала отлична от нуля на конечном интервале времени $[t_n, t_k]$. С учетом данных допущений свертка (1) преобразуется к конечной сумме [5]:

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

где T — интервал дискретизации задержки τ ; $n_0 = \lfloor t_n/T \rfloor$; $N = n_0 - \lfloor t_k/T \rfloor + 1$; $\dot{h}_n(t)$ — весовые коэффициенты суммирования.

Из выражения (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.

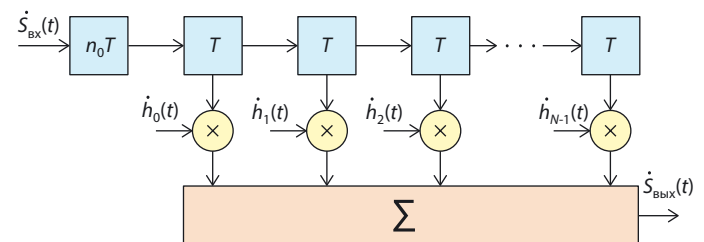


Рис. 1. Структурная модель многолучевого канала

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 об их взаимном расположении, 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 [6].

Описание эксперимента. Исследование влияния интервала дискретизации ИХ имитатора на производительность системы передачи информации подразумевает фиксацию параметров эксперимента, являющихся внешними с точки зрения имитатора. К этим параметрам относятся: вид модуляции, ширина полосы и длительность информационного символа исследуемой системы, форма профиля задержки мощности и среднеквадратичный разброс задержки многолучевого радиоканала, форма доплеровского спектра отдельных его лучей. Таким образом, зная фиксированный профиль задержки мощности, можно произвести его дис-

кретизацию с различным временным интервалом и оценить влияние на качество работы исследуемой системы.

В качестве вида модуляции для исследуемой системы была выбрана DQPSK-модуляция, поскольку этот вид модуляции позволяет работать без систем фазовой и частотной синхронизации, которые могли бы оказать негативное влияние на чистоту эксперимента. По этой же причине в эксперименте обеспечивается идеальная временная синхронизация.

Структурную схему программной модели, разработанной для проведения исследования, можно разделить на три части: передатчик, канал связи и приемник (рис. 2). В состав передатчика входит источник информации, DQPSK-модулятор и фильтр, ограничивающий полосу системы. Канал связи состоит из последовательно включенных моделей многолучевого радиоканала и канала с АБГШ; в состав приемника входят фильтр, DQPSK-демодулятор и блок контроля ошибок. Вся обработка осуществляется в базовой полосе частот.

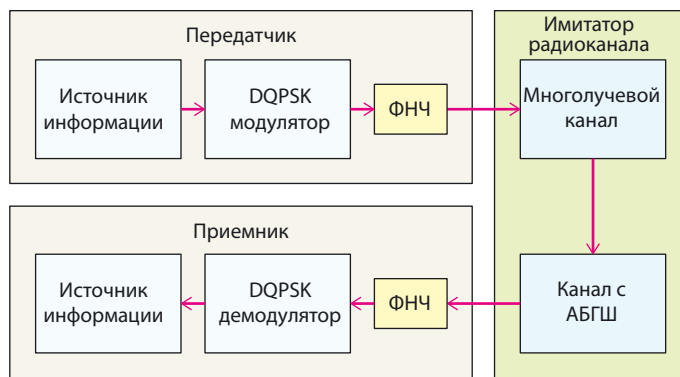


Рис. 2. Структурная схема эксперимента

Ширина полосы системы — 100 МГц, длительность информационного символа — 20 нс. Параметры выбирались, исходя из современных требований, предъявляемых к перспективным системам передачи информации со скоростями порядка 100 Мбит/с.

В соответствии с экспериментальными исследованиями [7] профиль задержки мощности многолучевого радио-

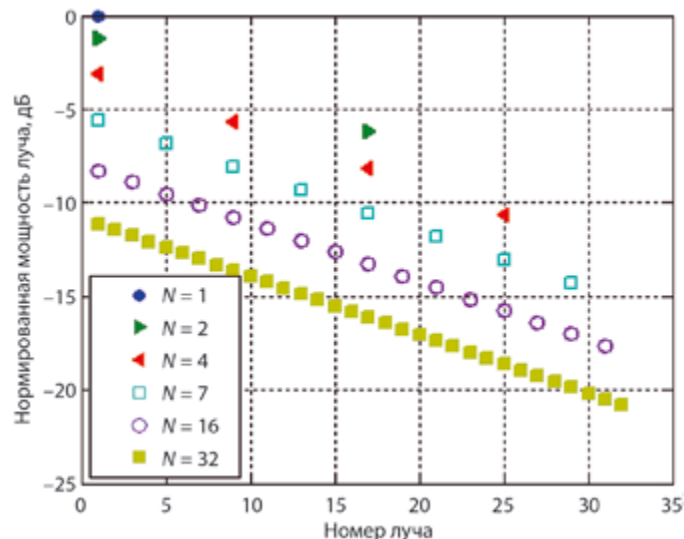


Рис. 3. Дискретный профиль задержки мощности имитатора (N – количество лучей на длительности информационного символа)

канала в большинстве случаев экспоненциально падает с увеличением времени задержки в канале. На рис. 3 приведены продискретизированные профили задержки мощности. Здесь N обозначает количество дискретных лучей, приходящихся на длительность информационного символа системы передачи информации. Сумма средних мощностей каждого луча нормирована на единицу.

Форма доплеровского спектра лучей в соответствии с рекомендациями ETSI для городских радиоканалов соответствует классической модели Кларка (спектр Джейкса) и описывается выражением:

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_{\max} \sqrt{1 - \frac{f^2}{f_{\max}^2}}} & |f| \leq f_{\max}; \\ 0 & |f| > f_{\max}. \end{cases} \quad (3)$$

На рис. 4 приведена зависимость вероятности битовой ошибки системы передачи информации от количества лучей ИХ, приходящихся на длительность информационного символа для различных скоростей спада профиля задержки мощности R. Интерес представляет характер поведения данных кривых при увеличении числа лучей, приходящихся на длительность информационного символа (если более 8 — вероятность битовой ошибки выходит в насыщение).

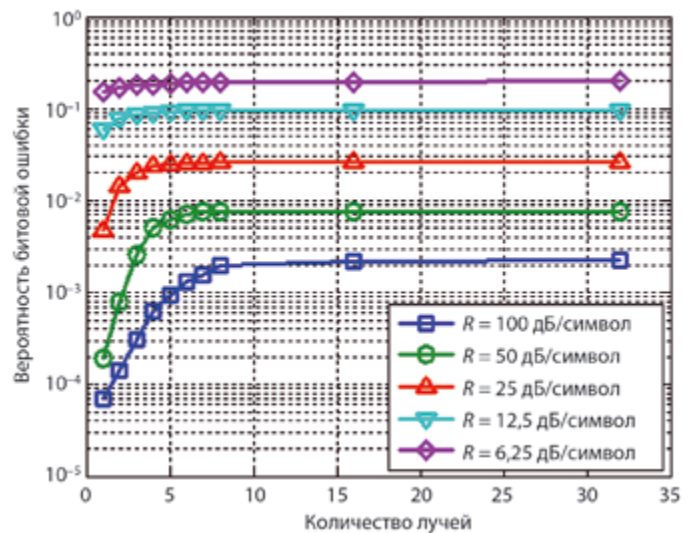


Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки от количества лучей, приходящихся на длительность информационного символа для различных скоростей спада профиля задержки мощности

Выбор критерия оптимизации. Выход в насыщение вероятности битовой ошибки с увеличением количества лучей, приходящихся на длительность информационного символа, говорит о том, что начиная с определенного значения N система оказывается не чувствительна к дальнейшему возрастанию количества лучей. В данной ситуации наиболее логичным представляется выбор минимального значения N, которое бы давало вероятность битовой ошибки близкую к уровню насыщения.

В качестве критерия оптимального выбора количества лучей \hat{N} выступает условие:

$$\hat{N} = \arg \{ \max (F(N)) \}, \quad (4)$$

где функция $F(N)$ — отношение вероятности битовой ошибки к соответствующему числу лучей на длительности информационного символа

$$F(N) = \frac{E(N)}{N}. \quad (5)$$

Таким образом, оптимальным значением \hat{N} является аргумент, максимизирующий функцию $F(N)$.

На рис. 5 приведен график нормированной функции $F(N)$ для различных скоростей спада профиля задержки мощности.

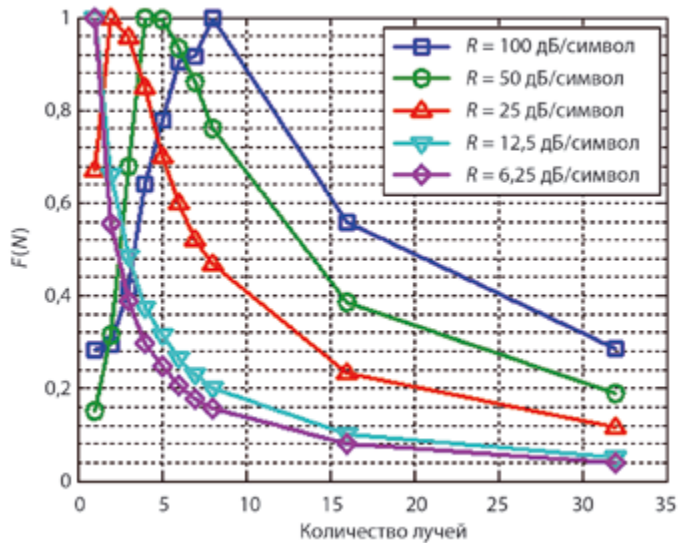


Рис. 5. График нормированной функции $F(N)$ для различных скоростей спада профиля задержки мощности

Анализ результатов показал, что для радиоканалов с коротким, по сравнению с длительностью информационного символа, профилем задержки мощности ($R = 100$ дБ/символ) параметр $\hat{N} = 8$. Для радиоканалов, профилем задержки мощности которых сравним с длительностью информационного символа ($R = 25$ и 50 дБ/символ), N составляет от 2 до 4. В случае, если профиль задержки мощности существенно превышает длительность символа ($R = 12,5$ и $6,25$ дБ/символ), то $N = 1$.

Полученные результаты можно использовать для оценки необходимых вычислительных затрат и выбора соответствующей элементной базы для реализации аппаратного имитатора.

Оценка необходимых вычислительных ресурсов. Как следует из структурной схемы (рис. 1), для реализации имитатора многолучевого канала с длительностью ИХ $T_{\text{И}}$ необходимо выполнить $K = T_{\text{И}}/T$ операций комплексного умножения и $K - 1$ операций комплексного сложения. Для обеспечения режима реального времени, эти операции следует производить за время равное периоду дискретизации $T_{\text{д}}$. При этом максимально допустимый период дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова для системы с полосой 100 МГц (с учетом квадратурной обработки) определяется как

$$T_{\text{д}} = \frac{1}{\Delta F} = 10 \text{ нс}.$$

Экспериментальные исследования по измерению ИХ многолучевых радиоканалов [7] показывают, что длительность ИХ в условиях городского радиоканала может составлять до 7 мкс. В данном случае профиль задержки мощности существенно превосходит длительность информационного символа, следовательно, в соответствии с представленными выше исследованиями интервал дискретизации задержки можно выбрать равным длительности символа — 20 нс.

Таким образом, для системы с полосой 100 МГц необходимо выполнять 350 операций комплексного умножения и 349 операций комплексного сложения за 10 нс. Подобные вычислительные затраты могут быть реализуемы с помощью технологии программируемых интегральных схем (ПЛИС).

В таблице приводится расчет необходимых вычислительных ресурсов для ПЛИС VIRTEX 6 XC6VLX240T производства компании XILINX, устанавливаемой на отладочную плату XILINX ML605. Одна операция комплексного умножения требует четырех блоков DSP48 (аппаратный умножитель разрядностью 18×25 с встроенным сумматором), работающих на тактовой частоте 100 МГц, и одного блока DSP48 — на частоте 400 МГц [8]. Итого 350 блоков DSP48, что составляет 46% от общего числа.

Операция комплексного сложения требует двух вещественных сумматоров, каждому из которых необходимо 70 логических таблиц истинности и 91 триггер пары логическая таблица истинности — триггер. Данный сумматор так же может работать с тактовой частотой 400 МГц [9], выполняя две операции комплексного сложения за такт.

Многоотводная линия задержки с количеством отводов равным 350 и разрядностью 16 потребует еще 5600 пар логическая таблица истинности — триггер. Итого 18338 логических таблиц истинности (12% от общего числа) и 21480 триггеров (7% от общего числа).

Итого 350 блоков DSP48, что составляет 46% от общего числа. Операция комплексного сложения требует двух вещественных сумматоров, каждому из которых необходимо 70 логических таблиц истинности и 91 триггер пары логическая таблица истинности — триггер. Данный сумматор так же может работать с тактовой частотой 400 МГц [9], выполняя две операции комплексного сложения за такт.

Таблица

Ресурсы ПЛИС	Необходимое количество ресурсов	Общее количество ресурсов	Доля от общего количества ресурсов, %
Блоки DPS48	350	768	46
Логические таблицы истинности	18338	150720	12
Триггеры	21480	301440	7

Приведенный выше расчет не учитывает необходимости формирования для каждого луча комплексного случайного процесса $\hat{h}_n(t)$ (рис. 1) с заданными функциями распределения и спектральной плотности мощности. Методика синтеза данного процесса изложена в [1]. Поскольку процесс узкополосный, его реализация не потребует больших вычислительных затрат — менее 0,05% ресурсов рассматриваемой ПЛИС на один луч.

Реализация имитатора. Разработка имитатора производилась в рамках проекта по созданию стенда полунатурного моделирования для высокоскоростной (канальная скорость передачи информации 80 Мбит/с) мобильной системы связи. Система обладает следующими характеристиками: вид модуляции сигнала — DQPSK, длительность информационного символа — 25 нс, промежуточная частота — 1 ГГц, несущая частота — 5 ГГц.

Имитатор многолучевого канала реализован полностью в цифровой форме на отладочной плате Xilinx ML 605 на ос-



Рис. 6. Аппаратная платформа имитатора — отладочный комплект Xilinx ML605 Development Kit и две платы с АЦП и ЦАП производства ООО «РТС», г. Ярославль

нове ПЛИС Virtex 6 (рис. 6). Плата оснащена мезонинными модулями АЦП и ЦАП с частотой дискретизации 2,5 ГГц. Применение высокопроизводительных преобразователей позволяет обрабатывать сигналы напрямую с выхода передатчика системы связи на радиочастоте, что существенно повышает универсальность имитатора. Динамический диапазон имитатора составляет 48 дБ. Ограничение связано с разрядностью АЦП равной 8 бит, разрядность ЦАП — 14 бит.

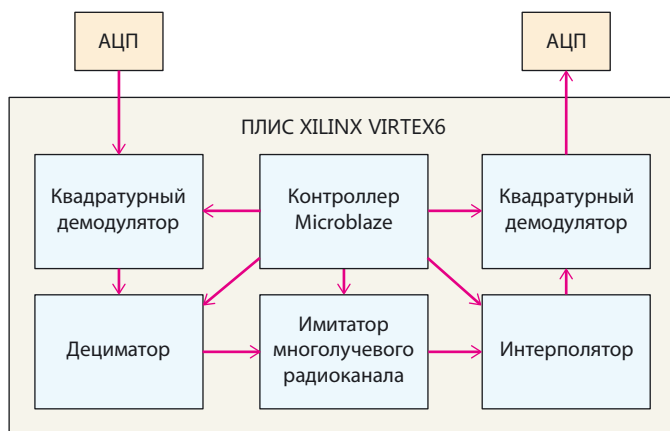


Рис. 7. Схема реализации имитатора на ПЛИС

Структурная схема реализации имитатора на ПЛИС приведена на рис. 7. Цифровая обработка может производиться над сигналом на радиочастоте в диапазоне от 0 до 3 ГГц с шириной полосы до 100 МГц. Из сигнала, поступающего с АЦП, квадратурным демодулятором на нулевой частоте выделяются синфазная и квадратурная компоненты. Далее квадратуры поступают на управляемый дециматор, повышающий период дискретизации сигнала до T_d . Затем сигнал следует на имитатор многолучевого канала (см. рис. 1). Сигнал, прошедший многолучевой канал, интерполируется и подается на квадратурный модулятор, где происходит обратный перенос на радиочастоту и ЦАП. Процесс моделирования управляется контроллером Microblaze.

Заключение. Предложенная методика выбора интервала дискретизации задержки имитатора многолучевого радиоканала позволяет существенно снизить количество необходимых вычислительных ресурсов с сохранением адекватности моделирования реальных физических процессов, протекающих на физическом уровне беспроводных систем передачи информации. Применение данного метода позволяет с помощью существующей элементной базы реализовывать полностью цифровой имитатор, отвечающий всем современным требованиям.

ЛИТЕРАТУРА

1. Iskander C.-D. 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>
2. Герасимов А. Б., Соловьев Д. М. Реализация на ПЛИС имитатора многолучевого канала высокоскоростной мобильной радиосвязи // Электросвязь. — 2014. — № 5. — С. 39–43.
3. Казаков Л. Н., Соловьев Д. М. Расчет параметров городского многолучевого радиоканала / Вестник ЯГУ им. П. Г. Демидова. Серия Естественные и технические науки. — 2014. — № 4. — С. 19–24.
4. Галкин А. П. Моделирование каналов систем связи. — М.: Связь, 1979.
5. Ibnkahla M. Signal processing for mobile communications handbook. — Washington, D.C.: CRC PRESS, 2005.
6. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учебное пособие. — М.: Экотрендз, 2005.
7. COST 207 Digital land mobile radio communications. — Brussels, 1989.
8. Xilinx DS291 LogiCORE IP Complex Multiplier v3.1. — 2011.
9. Xilinx DS214 LogiCORE IP Adder/Subtractor v11.0. — 2011.

Получено 04.03.15

Российское НТОРЭС им. А. С. Попова

совместно с МСЭ (ITU), IEEE, МТУСИ, Издательским Домом «Медиа Паблишер» при поддержке СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича проводят с 28 июня по 1 июля 2015 г. в С.-Петербурге Международную научно-техническую конференцию

СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ, ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ИНФОКОММУНИКАЦИЯХ — «СИНХРОИНФО 2015»

На конференции будут обсуждены актуальные вопросы теории и технических аспектов построения перспективных инфокоммуникационных систем и устройств. Планируется издание трудов конференции. Лучшие доклады будут рекомендованы к публикации в виде статей в журналах: «Т-Comm — Телекоммуникации и транспорт», «Наукоёмкие технологии в космических исследованиях Земли» и «Электросвязь».

Работа конференции будет проходить в трех секциях: «Системы и устройства синхронизации», «Устройства генерирования и формирования сигналов», «Системы и устройства приема и обработки сигналов».

Оргкомитет конференции:

+7 (926) 2188243 — Дымкова Светлана Сергеевна;

+7 (916) 5915536 — Дорошкевич Ольга Владимировна.