

СТОХАСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛОВ С АДДИТИВНЫМИ И МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫМИ ПОМЕХАМИ. СХЕМА РЕАЛИЗАЦИИ

Ю.Ф. Стругов¹

профессор, д.ф.-м.н., зав. каф. «Математический анализ», ИМИТ,
e-mail: strugov77@mail.ru

А.М. Семенов¹

доцент, к.ф.-м.н., e-mail: almsemenov@mail.ru

С.М. Добровольский¹

доцент, к.ф.-м.н., e-mail: dobrovsm@yandex.ru

И.А. Батырев²

ОНИИП, e-mail: b.ivan007@mail.ru

¹Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского

²Омский научно-исследовательский институт приборостроения

Аннотация. В работе представлен краткий обзор и анализ подходов к математическому моделированию многолучевой среды распространения радиоволн УКВ диапазона, рассматривается схема реализации случайных процессов, моделирующих аддитивные и мультипликативные радиопомехи.

Ключевые слова: математические модели радиоканалов, электромагнитные волны, сигнал с многолучевым распространением, доплеровский сдвиг частоты, аддитивные и мультипликативные помехи.

Введение

На практике важной областью моделирования является полунатурное моделирование средств передачи информации (СПИ) на специализированных комплексах или стендах. Для создания подобных комплексов необходимы математические модели радиоканалов и их реализация в имитаторах каналов связи, и именно они в значительной степени определяют эффективность и достоверность результатов полунатурного моделирования.

Основное требование к выбору и обоснованию математической модели — это величина априорной погрешности моделирования, возникающая вследствие неадекватности реализуемой математической модели реальному каналу связи.

В настоящее время существуют различные методы моделирования радиоканалов (например, физическое моделирование, метод записанного канала, метод функционального подобия и другие) [1–9].

Математическим моделированием радиоканалов занимались многие известные учёные: Б.А. Введенский, Д.Д. Кловский, В.В. Марков, А.Г. Самойлов,

Ю.С. Шинаков, Р. Bello, R. Smele, I. Hanzo, В. Sklar и многие другие.

В соответствии с положениями теории распространения радиоволн, электромагнитные волны на входе приёмника представляют собой суперпозицию множества волн, приходящих от антенны передатчика по кратчайшему пути и прибывающих со всех других направлений из-за отражений, дифракций, рассеяний, возникающих при взаимодействии с различными объектами в окружающем пространстве. При этом в искажённом (принятом) сигнале появляются индивидуально различные импульсы. Это эффект многолучевого распространения. Именно поэтому распространение сигнала приближённо считают многолучевым и моделируют принимаемый сигнал как сумму принимаемых сигналов.

Таким образом, сигнал в приёмной антенне содержит сумму волн с различными задержками, амплитудами и фазами. Суперпозиция этих волн приводит к изменению амплитуды и фазы принимаемого сигнала.

Помимо этого, различные компоненты сигнала могут испытывать доплеровский сдвиг частоты различной величины, что обусловлено движением подвижной станции или отражающих объектов. Даже небольшие перемещения на расстояния, соизмеримые с длиной волны передаваемого сигнала, могут вызывать существенные изменения параметров принимаемого сигнала. Различные режимы передачи позволяют получить компромисс между уровнем восприимчивости к межсимвольной интерференции и доплеровскому сдвигу частоты.

Совокупность всех многочисленных обстоятельств приводит к тому, что изменения параметров приходящих радиоволн случайны и интерференционная картина постоянно меняется, то есть является нестационарной. На практике, для упрощения математических расчётов, на определённых временных интервалах процессы замираний (искажений) сигнала полагают локально стационарными.

При моделировании изменчивости напряжённости поля сигнала в радиоканале учитывают потери в тракте, которые характеризуются как зависимость падения средней мощности сигнала от расстояния между передатчиком и приёмником и выделяют следующие виды замираний (искажений):

- быстрые (интерференционные) замирания – это замирания, скорость которых меняется на расстоянии порядка длины волны, что обусловлено в первую очередь изменениями фаз различных компонентов сигнала (и других параметров сигнала во времени), вызванных движением абонента и многолучевым распространением радиоволн;

- медленные замирания – это искажения сигнала, которые происходят на расстояниях большой протяжённости, прежде всего, за счёт изменения уровня потерь из-за затенения окружающими объектами (эти изменения вызываются объектами, такими как здания, холмы, деревья и т.п., оказывающимися на пути сигнала и ограничивающими прямую видимость между передатчиком и приёмником), медленные замирания сигнала можно интерпретировать как изменения медианы (среднего уровня) случайного процесса быстрых замираний, обусловленные изменениями свойств каналов распространения при длительных сеансах связи;

- селективно-частотные замирания [4];

— селективно-временные замирания [4].

Для моделирования быстрых замираний используют различные случайные процессы, параметры которых, как указано выше, выбирают [14-20] в зависимости от характера трассы между источником радиосигнала и приёмником, а также от взаимного расположения передатчика и приёмника. Так функции распределения случайного процесса выбираются соответствующим образом для различных внешних условий. Например, условия могут быть такими:

— передатчик и приёмник находятся в прямой радиовидимости, и дополнительных отражённых сигналов нет;

— передатчик и приёмник находятся в прямой радиовидимости, и есть отражённые сигналы;

— приёмник находится вне зоны прямой радиовидимости от передатчика.

Помехи (шумы естественного и искусственного происхождения), которые накладываются на передаваемый радиосигнал, принято подразделять на аддитивные и мультипликативные.

В настоящее время на практике за основу математических моделей различных замираний берут многопараметрические модели, в которых аддитивные и мультипликативные помехи формируются как случайные процессы с заданными статистическими характеристиками. Часто используются (см. [17]) известные функции распределения Релея, Райса (обобщённое релеевское распределение), бимодальное, усечённо-нормальное, усечённое одностороннее нормальное распределение, распределение Накагами (m -распределение), логарифмически нормальное распределение, комбинация релеевского и логарифмически нормального распределений замираний сигналов (Marvin K.Simon, Mohamed-Slim Alouini, [11]).

Известна модель медленных замираний (Галкин Л.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г., [12]), в которой плотность распределения медианы случайного процесса имеет вид

$$\omega(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x - m)^2}{2\sigma^2}},$$

где σ, m — математическое ожидание и дисперсия $\ln \xi$.

С моделированием быстрых замираний можно ознакомиться в работе [1] Волкова А.Н., где распространение сигнала приближённо считается многолучевым, и принимаемый сигнал моделируется как сумма принимаемых сигналов и помех:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) u(t-t_i) \cos[(\omega - \Omega_i)(t-t_i) + \varphi_i(t) + \theta(t-t_i)] + n(t) + \sum_{i=1}^{k(t)} \xi_i(t) + p(t).$$

Здесь обозначено:

N — число лучей распространения;

$u(t), \theta(t)$ — параметры передаваемого сигнала;

$A_i(t)$ — модуль коэффициента передачи i -го луча;

t_i — задержка i -го луча (будем считать её постоянной);

Ω_i – доплеровский сдвиг i -го луча;

ω – частота несущих колебаний;

$\varphi_i(t)$ – сдвиг по фазе i -го луча;

ξ_i – импульсные помехи;

$k(t)$ – число импульсных помех ξ_i ;

$p(t)$ – стационарные помехи;

$n(t)$ – белый шум.

В работе [3] проф. Хазана В.Л. для моделирования канала описан алгоритм формирования двумерного, в общем случае, семипараметрического (матожидания двух квадратурных процессов, их дисперсии, коэффициенты автокорреляции и коэффициент взаимной корреляции этих процессов) нормального марковского случайного процесса. Этот алгоритм может быть использован для получения широкого круга законов замираний сигнала, в том числе, часто физически реализующихся в природе и широко используемых исследователями релейского, райсовского и одностороннего усечённого нормального.

Рассмотренный алгоритм формирования двумерного марковского нормального процесса может быть положен в основу программ формирования различных законов замираний сигнала и стационарных помех.

Все феноменологические математические модели дискретного канала связи (то есть реализованные на представлении канала как «черного ящика» с неизвестной внутренней структурой и известными статистическими свойствами выходных данных) совершенно не отражают физики процесса, протекающего в среде распространения, и имитируют результат на выходе КС, основываясь лишь на статистических характеристиках физических процессов. Этим, по мнению Хазана В.Л., объясняется недостаточная адекватность такого рода моделей реальным каналам связи во многих случаях, когда ситуация отличается от штатной. Например, КВ КС отличается многообразием условий распространения сигнала и наличием различного рода аддитивных помех. Классифицировать все возможные ситуации, которые возникают на практике при проведении вычислительных экспериментов, с помощью феноменологических моделей не представляется возможным. Поэтому Хазан В.Л. предложил свою имитационно-аналитическую модель многолучевого дискретного КС с замираниями и стационарными помехами (см. [3]).

Представляет интерес подход к моделированию различных видов замираний реализованный в диссертационной работе Ву Ван Шона [4] (под руководством А.Г. Самойлова). В работе Ву Ван Шона выбрана модель для имитации радиоканала в виде многоотводной линии задержки сигнала с управлением коэффициентами передачи в отводах по законам замираний сигнала и последующим суммированием моделируемых так лучей распространения. Канал моделируется с имитацией быстрых, медленных и частотно-селективных замираний. Предложена структурная схема для построения широкополосного имитатора быстрых и медленных замираний сигнала (с учётом селективно-частотных замираний). Предложена функция распределения как суперпозиция законов распределения быстрых и медленных замираний.

В упомянутых выше работах [1–4] мы видим разные подходы к модели-

рованию каналов связи. Подробную библиографию и существующие подходы к моделированию радиоканалов и разработке их имитаторов можно найти в работах [1–20]. Основной проблемой при выборе математической модели и её практической реализации в имитаторах радиоканалов, является оперативное управление параметрами формируемых в них случайных процессов, необходимых для имитации всех видов замираний. Полное решение её затруднено тем, что при моделировании каналов требуется управление параметрами мультипликативных помех для каждого из моделируемых лучей, а также — параметрами аддитивных помех.

Известные модели каналов связи не являются универсальными и не охватывают всех возможных видов воздействий на сигнал, ибо каждый конкретный канал радиосвязи обладает рядом свойственных ему особенностей.

Математическая модель принимаемого сигнала

Если вещественная форма передаваемого сигнала (амплитудно-фазовая модуляция) имеет вид

$$s(t) = u(t) \cos(\omega t + \theta(t)),$$

то комплексная форма записи сигнала определяется формулой

$$w(t) = u(t)e^{j(\omega t + \theta(t))} = z(t)e^{j\omega t}.$$

Функция $z(t)$ называется комплексной огибающей сигнала.

В данной работе в качестве базовой математической модели для принимаемого сигнала $w(t)$ (в комплексной форме) мы выбрали, близкую к модели в работе [1], следующую модель:

$$w(t) = \sqrt{EK_L} \sum_{i=1}^N \sqrt{p_i w_i} \left[\frac{K_i(t)}{\sqrt{R_i + 1}} + \sqrt{\frac{R_i}{R_i + 1}} D_i(t) \right] z(t - t_i) + n(t) + \lambda(t) + p(t).$$

Здесь E — средняя мощность передаваемого сигнала;

$K_L(f, d, g)$ — коэффициент потери мощности сигнала в тракте (зависит от несущей частоты, расстояния между приёмником и передатчиком, географической сцены);

$p_1, p_2, \dots, p_N$ — реализации значений случайной величины распределённой по лог-нормальному закону (моделируют медленные замирания лучей в тракте);

$w_1, w_2, \dots, w_N$ — веса лучей (моделируют распределение энергии принимаемого сигнала по лучам);

N — количество лучей в канале (предлагаемый диапазон изменения от 1 до 20);

t_i — временные задержки в лучах;

$K_i(t)$ — случайные процессы единичной средней мощности с заданной спектральной плотностью (моделируют доплеровский сдвиг частоты в отражённых лучах);

$D_i(t) = e^{(2f_i\pi t + \nu_i)j}$ — детерминированные сигналы единичной мгновенной мощности (моделируют доплеровский сдвиг в прямых лучах), здесь f_i — доплеровский сдвиг и ν_i — начальная фаза;

R_i — коэффициенты Райса (определяют распределение мощности между прямой и отражённой частями луча);

$n(t)$ — нормированный белый шум (нормирование задаётся параметром модели канала SNR — отношение сигнал/шум);

$\lambda(t)$ — пуассоновский поток реализаций на промежутках времени (своём для каждой реализации) стационарного случайного процесса с заданной средней энергией (моделирует импульсные помехи);

$p(t)$ — стационарный процесс с заданной средней энергией и автокорреляционной функцией (моделирует стационарные помехи).

Эта модель, на наш взгляд, с одной стороны является достаточно адекватной реальности, а с другой стороны, вычислительные проблемы для нее меньше чем у интегральных моделей.

Рассмотрим, прежде всего, каким образом в предложенной модели реализуются случайные процессы, моделирующие белый шум, импульсные и стационарные радиопомехи. Для этого необходимы датчики случайных чисел (ДСЧ).

1. Выбор датчика случайных чисел

В качестве датчика случайных чисел предлагается следующая процедура: выбирая натуральные взаимно простые числа n и m , последовательные «равномерно распределённые» псевдослучайные числа x_k из отрезка $[a, b]$ получаем по формуле

$$x_k = a + \frac{(b-a)((m_0 + km) \bmod n)}{n-1}, \quad k = 1, 2, \dots,$$

где m_0 — начальное состояние датчика. Отметим, что любой моделирующий равномерное на отрезке распределение ДСЧ — это детерминированная последовательность, и его «случайность» заключается в том, что эта последовательность «теоретически» равномерно распределена на этом отрезке: частота появления членов последовательности в произвольно выбранном интервале стремится к длине интервала, делённой на длину исходного отрезка. Реально добиться этого по понятным причинам невозможно, поэтому равномерное распределение заменяют на близкое к нему дискретное распределение, как в предлагаемом ДСЧ. Выбор параметров n и m диктуется, в частности, прогнозируемым объёмом выборки, так как генерируемая последовательность периодична, и необходимо иметь достаточно большой период для гарантии близости распределения полученной последовательности к моделируемому равномерному. Естественно, имеются и другие алгоритмы получения равномерно распределённых последовательностей, но любое усложнение требует хоть какого-то разумного обоснования спецификой задачи. Датчики с различными начальными состояниями можно считать некоррелированными. Более подробная информация по ДСЧ содержится, например, в (Д. Э. Кнут: Искусство программирования, [13]).

2. Реализация белого шума (БШ)

Пусть Δ — фиксированный промежуток времени, c — некоторая константа,

$$x_k = -c + \frac{2c((m_0 + km) \bmod n)}{n-1}, k = 1, 2, \dots,$$

— ДСЧ. Тогда последовательность

$$w_p = \sqrt{\Delta} \sum_{k=1}^p x_k$$

имитирует белый шум с нулевым средним и дисперсией $\sigma_p^2 = \frac{1}{3}c^2p\Delta$. Отметим, что указанные среднее и дисперсия являются асимптотическими характеристиками при неограниченном возрастании объема выборки.

3. Реализация аддитивной импульсной составляющей радиопомехи

В соответствии с выбранной моделью для вещественного сигнала $s(t)$ импульсная составляющая аддитивной радиопомехи представляет собой пуассоновский поток реализаций на промежутках времени (своём для каждой реализации) длины $d = l\Delta$ стационарного случайного процесса со средней энергией E . В первом приближении предлагается для имитации таких случайных процессов использовать отрезки длины l реализации белого шума с соответствующей средней энергией. Для имитации такого случайного процесса рассмотрим два некоррелированных ДСЧ из отрезка $[-1, 1]$: $x_k^{(1)}$ и $x_k^{(2)}$. Фиксируем константу $r < n$ и обозначим $\lambda = \frac{r}{n}$. Число λ будем интерпретировать как вероятность того, что импульс возникнет на следующем за текущим промежутке времени длины Δ .

Пусть датчик $x_k^{(1)}$ порождает белый шум

$$w_p = \sqrt{3E\Delta} \sum_{k=1}^p x_k^{(1)},$$

а датчик $x_k^{(2)}$ порождает последовательность θ_k , где $\theta_k = 1$, если $|x_k^{(2)}| \leq \lambda$ и $\theta_k = 0$, если $|x_k^{(2)}| > \lambda$. Тогда последовательность импульсных помех формируется следующим алгоритмом: если $\theta_k = 1$, то в последовательность импульсных помех вставляется отрезок ряда чисел $w_k, \dots, w_{k+l-1}$. В противном случае полагаем, что соответствующий член в последовательности импульсных помех равен 0.

Что касается составляющей $n(t)$ модели сигнала, то используется модель с соответствующими характеристиками из пункта 2.

4. Реализация стационарного процесса с заданной спектральной плотностью

Рассмотрим стационарный случайный процесс $\xi(t)$, допускающий следующее спектральное представление

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\lambda t} \varphi(\lambda) d\eta(\lambda),$$

где $\eta(\lambda)$ — стандартный белый шум.

Обозначим $S(\lambda) = |\varphi(\lambda)|^2$.

Тогда корреляционная функция процесса

$$R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\lambda t} S(\lambda) d\lambda$$

и, таким образом, функция $S(\lambda)$ является спектральной плотностью процесса $\xi(t)$. Указанное спектральное представление позволяет реализовать цифровой доплеровский фильтр. Действительно, задавая ступенчатую аппроксимацию спектральной плотности и полагая её равной 0 вне некоторой полосы частот, мы получим представление процесса $\xi(t)$ в виде конечной линейной комбинации комплексных экспонент со случайными коэффициентами, представляющими собой некоррелированные случайные величины с нулевым средним и дисперсиями, равными значениям спектральной плотности на некоторой сетке частот (для случая гауссового шума эти случайные величины нормально распределены). Таким образом, достаточно реализовать набор приращений стандартного белого шума, после чего вычисление значения процесса сводится к некоторому (зависящему от точности аппроксимации спектральной плотности процесса) числу операций сложения и умножения комплексных чисел.

5. Реализация аддитивной стационарной радиопомехи

Стационарные радиопомехи $p(t)$ следует моделировать как стационарный процесс с заданной автокорреляционной функцией $R(t)$. Если аппроксимировать эту функцию тригонометрическим многочленом

$$Re \left(\sum_{k=1}^s f_k e^{j\omega_k t} \right),$$

то соответствующий процесс можно приближённо реализовать как стационарный процесс с дискретным спектром:

$$\sum_{k=1}^s \Phi_k e^{j\omega_k t},$$

где $\Phi_k, k = 1, \dots, s$, — некоррелированные случайные величины с нулевым средним и дисперсиями $D\Phi_k = f_k, k = 1, \dots, s$.

В соответствии с этими замечаниями, осуществив предварительно выбор частот $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_s$ из содержательных соображений (например, известной информации о числе и частотах передачи «мешающих» станций) далее для моделирования случайных коэффициентов используем датчик из п. 1. Возможно также предварительно осуществлять случайный выбор частот из заданного диапазона с помощью ДСЧ, не коррелированного с используемым для коэффициентов.

6. Реализация мультипликативных радиопомех

6.1. Моделирование случайных процессов $K_i(t)$. Доплеровское смещение частоты

Дискретные реализации случайных процессов $K_i(t)$ формируются с помощью доплеровского фильтра из дискретных реализаций стандартного комплексного белого шума. С помощью фильтра у случайных процессов $K_i(t)$ формируют нужную спектральную плотность $S(f)$ (модуль преобразования Фурье автокорреляционной функции). В рекомендациях встречаются 4 основных типа спектральной плотности: спектральная плотность Джексона

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}, |f| < f_d,$$

здесь f_d — максимальное доплеровское смещение. Равномерная

$$S(f) = \frac{1}{2f_d}, |f| \leq f_d,$$

гауссова

$$S(f) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{f^2}{2\sigma^2}},$$

бигауссова

$$S(f) = \frac{1}{C_1 + C_2} \left\{ \frac{C_1}{\sigma_1\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(f-f_1)^2}{2\sigma_1^2}} + \frac{C_2}{\sigma_2\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(f-f_2)^2}{2\sigma_2^2}} \right\}.$$

Профиль задержки мощности и доплеровский спектр можно получить путём зондирования широкополосного канала.

6.2. Моделирование потерь мощности радиоволн при распространении

Для расчёта бюджета канала связи необходимо знать потери мощности при распространении сигнала. Формула потерь при распространении в свободном пространстве с коэффициентами усиления приёмной и передающей антенны G_R и G_T соответственно, расположенных на расстоянии r метров друг от друга, описывается по формуле Фрииса [21]:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2,$$

где r — расстояние в метрах между передающей и принимающей антенной,

P_T — мощность передающей антенны на расстоянии r , в dBm,

P_R — мощность, принимаемая антенной в dBm,

G_T — коэффициент усиления передающей антенны,

G_R — коэффициент усиления принимающей антенны,

λ — длина волны в метрах.

Из данной формулы можно получить выражение для потерь при распространении в dB:

$$L = 10 \cdot \lg \frac{P_R}{P_T} = 10 \cdot \lg G_T + 10 \cdot \lg G_R + 10 \cdot \lg \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 = 10 \cdot \lg G_T + 10 \cdot \lg G_R + 20 \cdot \lg \frac{c}{4\pi r f},$$

зная, что $20 \cdot \lg \frac{c}{4\pi} = 147,56 \text{ dB}$,

$$L = 10 \cdot \lg G_T + 10 \cdot \lg G_R - 20 \cdot \lg f - 20 \cdot \lg r + 147,56 \text{ dB}.$$

Данная модель является эталонной при анализе распространения радиоволн на различных трассах. В рамках этой модели энергия сигнала зависит только от расстояния между передатчиком и приёмником и убывает обратно пропорционально квадрату расстояния. При наличии препятствий трасса разделяется на расстояние прямой видимости d_0 — расстояние до первого препятствия и $d = r - d_0$ — расстояние не прямой видимости, при этом формула потерь примет вид:

$$L = 10 \cdot \lg G_T + 10 \cdot \lg G_R - 20 \cdot \lg f - 20 \cdot \lg d_0 + 10 \cdot \lg (d_0/d)^n + 147,56 \text{ dB},$$

где n — показатель степени, $3,5 \leq n \leq 5$, [22], зависящий от условий распространения.

Потери мощности в dB подробно описаны в [18–19]. Например, в [18] даётся формула для основных потерь в децибелах, зависящая от физических свойств трассы.

В [19] потери представлены в виде таблиц. Для использования требуется перевод таблиц в электронный вид и интерполяция по расстоянию и частоте.

6.3. Моделирование медленных замираний

Медленные замирания моделируются с помощью нормировки случайных процессов. Нормировка определяется заданием средней энергии лучей. Средняя энергия лучей определяется средней энергией передаваемого сигнала E , коэффициентом потери в тракте K_L , распределением энергии сигнала по лучам $w_1, w_2, \dots, w_N$ (веса лучей: $w_1 + w_2 + \dots + w_N = 1$, $w_i > 0$) и реализациями значений $(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_N)$ случайной величины ξ , распределённой по логнормальному закону.

7. Моделирование временных задержек сигнала в лучах (интерполяция)

Общий подход заключается в применении специальных фильтров к дискретному сигналу, таких как фильтры Котельникова, Фарроу и других. Фильтр Котельникова даёт наилучшие результаты по точности восстановления временных сдвигов сигнала, но достаточно затратен по времени вычислений. Альтернативой фильтру Котельникова являются линейный или фильтр Фарроу (полиномиальный 3-го порядка). Данные фильтры дают меньшую точность восстановления сигнала на частотах близких к частоте Найквиста, но дают значительное преимущество по скорости вычислений. Для сравнения точности и скорости вычислений был проведён численный эксперимент.

Исходными данными для проведения эксперимента являлись: шаг дискретизации сигнала T , количество отсчётов сигнала N , параметр окна в фильтре Котельникова L ($2L + 1$ — ширина окна для свёртки) и соответствующие отсчёты $x(kT)$, $k = 1, 2, \dots, N$ сигналов вида $x(t) = \sin(2\pi ft + \varphi)$, $f = f_1, f_2, \dots, f_m$. Частоты f_k задавались количеством отсчётов n_k на один период, т.е.

$$f_k = \left[\frac{1}{T n_k} \right].$$

Для временного сдвига dt , не равного целому числу шагов дискретизации, вычислены значения сигналов в моменты времени $mT - dt$, $m = 1, 2, \dots, N$. Вычисления проводились с помощью следующих фильтров: Котельникова, линейного и Фарроу. Для каждого фильтра и каждой частоты вычислялись среднее абсолютное отклонение от точных значений и время вычисления (см. рис. 1). Для проведения эксперимента программно реализованы и оптимизированы по скорости выполнения указанные выше фильтры.

Заданы следующие параметры эксперимента:

$$T = 5 \cdot 10^{-5}; N = 128; dt = 1,6T; L = 32.$$

Фильтр Котельникова

Пусть $x_n = x(nT)$. По теореме Котельникова

$$x(mT - dt) = \sum_{n=1}^N x_n \operatorname{sinc} \left(m - n - \frac{dt}{T} \right) \approx \sum_{n=p}^s x_n \operatorname{sinc} \left(m - n - \frac{dt}{T} \right),$$

где

$$p = \max(m - L, 1), s = \min(m + L, N),$$

и

$$\operatorname{sinc}(t) = \frac{\sin \pi t}{\pi t}, \quad t \neq 0.$$

Для ускорения работы разработан алгоритм, суть которого в том, что значения функции sinc вычисляются не $N(2L + 1)$, а только $2L + 1$ раз. Но и это занимает $\frac{4}{5}$ времени работы алгоритма.

Линейный фильтр

$$x(mT - dt) = (1 - r)x_{m-n} + rx_{m-n-1},$$

где n и r — целая и дробная части числа $\frac{dt}{T}$.

Фильтр Фарроу 3-го порядка

$$\begin{aligned} x(mT - dt) = & \left(\frac{r^3}{6} - \frac{r}{6} \right) x_{m-n-2} + \left(-\frac{r^3}{2} + \frac{r^2}{2} + r \right) x_{m-n-1} + \\ & + \left(\frac{r^3}{2} - r^2 + \frac{r}{2} + 1 \right) x_{m-n} + \left(-\frac{r^3}{6} + \frac{r^2}{2} - \frac{r}{3} \right) x_{m-n+1}, \end{aligned}$$

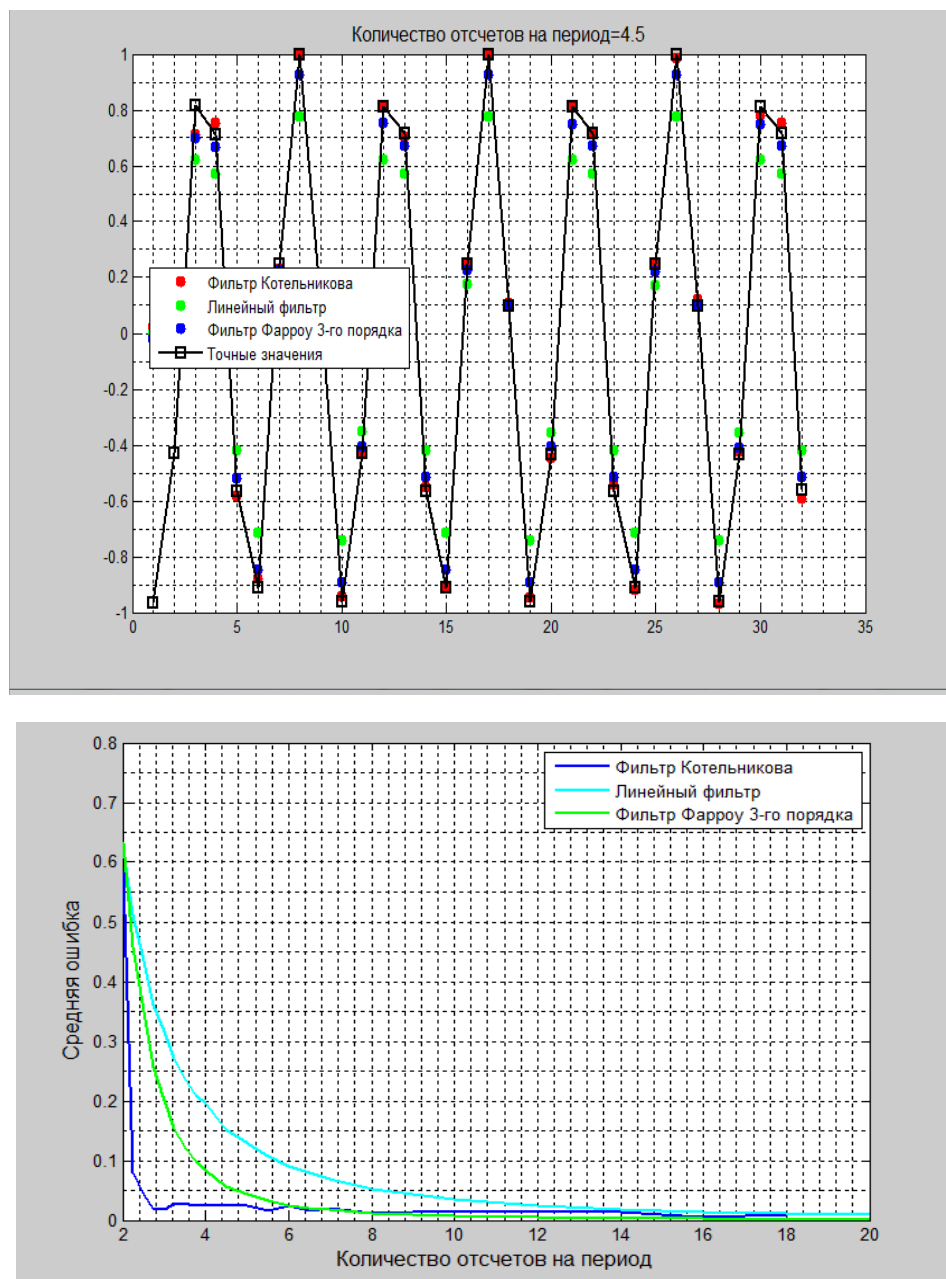


Рис. 1. Среднее абсолютное отклонение от точных значений.

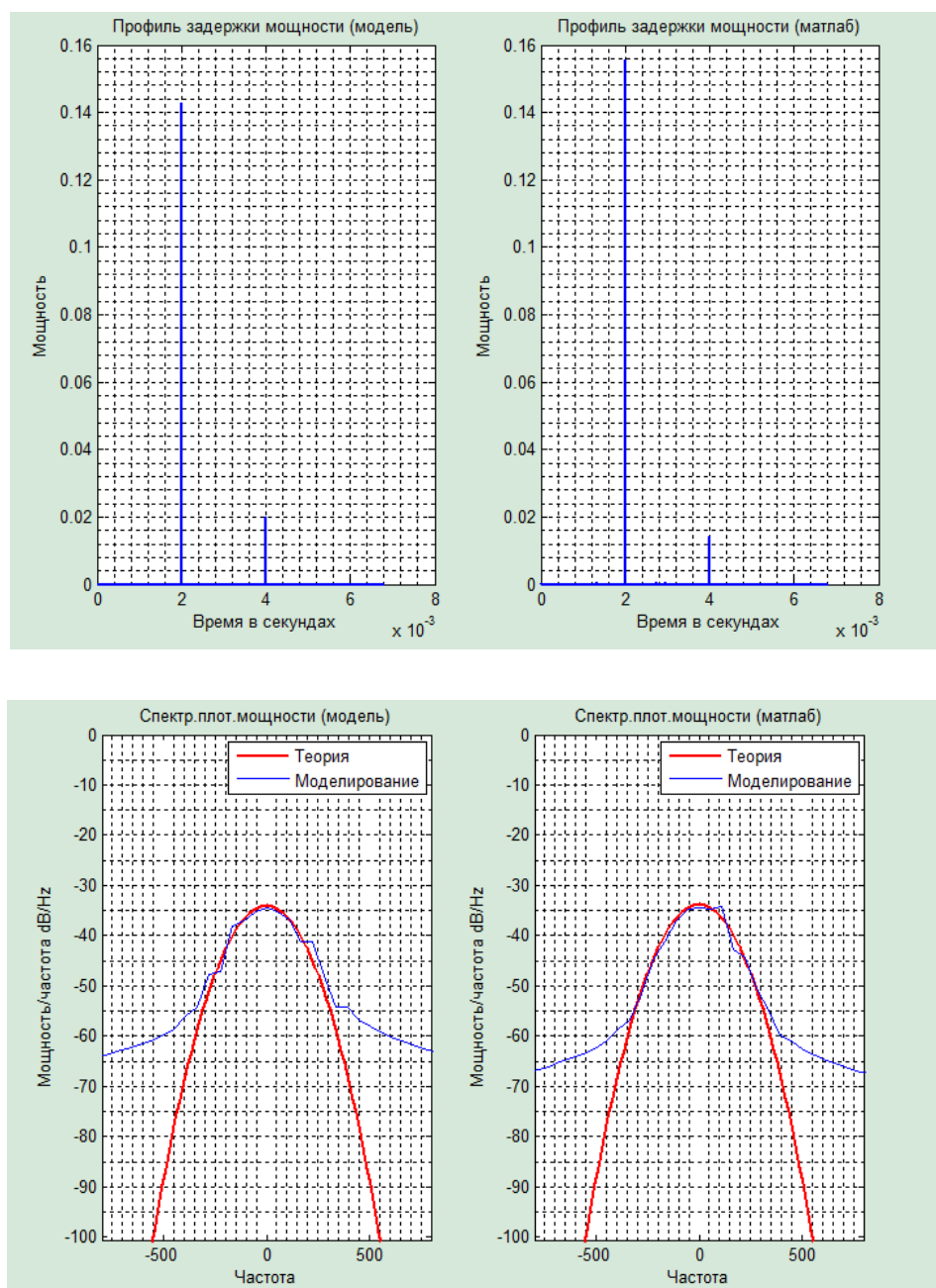


Рис. 2. Сравнение профиля задержки и спектральной плотности мощности

где n и r — целая и дробная части числа $\frac{dt}{T}$.

Быстрый алгоритм вычисления можно найти здесь: <http://www.dsplib.ru/content/farrow/farrow.html>.

По результатам эксперимента можно сделать следующие выводы.

Время интерполяции с помощью фильтра Котельникова в 14 раз больше чем время интерполяции с помощью фильтра Фарроу и в 27 раз больше чем время интерполяции с помощью линейного фильтра (оценка для $N=128$).

В тоже время для достижения достаточной точности восстановления сдвига сигнала по времени частота отсчётов сигнала для линейного фильтра должна быть в 7,5 раз больше, а для фильтра Фарроу в 3,5 раза больше чем для фильтра Котельникова. Оптимальным, по нашему мнению, является фильтр Фарроу.

В Communications System Toolbox в Matlab реализованы многие модели каналов в виде системных объектов без предоставления кодов.

Примеры стандартных моделей каналов в Communications Systems Toolbox из ITU-R HF и из ITU-R 3G можно найти в [14–15].

Проведённый анализ позволяет выделить следующие основные программные модули (функции):

1. Главный модуль. Задание параметров. Спецификация профиля тракта, входного сигнала и сеанса моделирования. Формирование выходного сигнала. Графическое представление преобразования комплексной огибающей сигнала в канале во временной и частотной областях.

2. Генераторы случайных величин. Формирование значений равномерно распределённой случайной величины. Формирование комплексного белого шума. Формирование значений логнормальной случайной величины. Формирование аддитивных помех.

3. Фильтры. Доплеровский фильтр.

4. Модуль интерполяции и децимации. Моделирование временных сдвигов дискретного сигнала. Изменение частоты отсчётов (понадобится для ускорения работы модели, чтобы не формировать очень много отсчётов белого шума).

5. Модуль формирования коэффициента потерь в тракте.

6. Модуль тестирования канала.

Заключение. Для проверки правильности основных алгоритмов программно реализован прототип модели канала. Проведено сравнение работы наших алгоритмов с алгоритмами, реализованными в MATLAB. Установлена адекватность реализации доплеровского фильтра и временных сдвигов дискретного сигнала. На рис. 2 приведены сравнительные графики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков А.Н. Разработка и исследование методов и средств моделирования декаметровых радиоканалов в реальном масштабе времени: автореферат канд.дисс. Санкт-Петербург : 2002. 184 с.
2. Самойлов А.Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов // Проектирование и технология электронных средств. 2003. № 4. С. 32–36.

3. Хазан В.Л. Методы и средства проектирования каналов декаметровый радиосвязи: автореферат докторской дисс. Омск : ОмГТУ, 2007. 385 с.
4. Ву Ван Шон. Разработка имитатора радиоканалов мобильной связи: автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук. Владимир, 2009. 20 с.
5. Герасимов А.Б. Имитация радиосигналов, рассеянных сложными радиофизическими сценами в реальном масштабе времени: автореферат канд. дисс. Ярославль, 2011. 166 с.
6. Тверской Г.Н., Терентьев Г.К., Харченко И.П. Имитаторы эхо-сигналов судовых радиолокационных станций. JL : Судостроение, 1973. 225 с.
7. Карпов А.А. Модель городского многолучевого радиоканала с предварительной обработкой данных о городской застройке // Журнал Радиоэлектроники Электронный ресурс. 2008. № 8.
8. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М. : Мир, 1990. 584 с.
9. Кловский Д.Д., Конторович В.Я., Широков С.М. Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений / Под ред. Д.Д. Кловского. М. : Радио и связь, 1984. 248 с.
10. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. М. : Эко Трендз, 2005. 392 с.
11. Simon M.K., Alouini M.-S. Digital Communication over Fading channels. A John Wiley Sons, 2005. 900 с.
12. Галкин Л.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г. Моделирование каналов систем связи. М. : Связь, 1979. 96 с.
13. Кнут Д.Э. Искусство Программирования. Том 2, гл. 3. М. : Вильямс, 2011. 832 с.
14. ITU-R F.1487 (2000). Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators (ITU-R HF channel models).
15. ITU-R M.1225 (1997-2). Guidelines for evaluations of radio transmission technologies (ITU-R 3G channel models).
16. РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R P.1407-2. Многолучевое распространение и параметризация его характеристик.
17. РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R P.1057-2. Распределения вероятностей, касающихся моделирования распространения радиоволн.
18. РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R P.1812-2. Метод прогнозирования распространения сигнала на конкретной трассе для наземных служб «из пункта в зону» в диапазонах УВЧ и ОВЧ.
19. РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R P.1546-2. Метод прогнозирования для трасс «точка-зона» для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 3000 МГц.
20. Jeruchim M., Balaban P., Shanmugan K.S. Simulation of Communication Systems. Second Edition. New York : Kluwer Academic/Plenum, 2000.
21. Saunders S.R. Antennas and propagation for wireless communication systems. England : John Wiley, Sons Ltd, 2007.
22. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. М. : Радио и связь, 2000. 520 с.

STOCHASTIC SIMULATION OF THE RADIO CHANNEL WITH ADDITIVE AND MULTIPLICATIVE LINE NOISES. IMPLEMENTATION SCHEME

Yu.F. Strugov¹

Professor, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Omsk State University n.a. F.M. Dostoevskiy,
e-mail: strugov77@mail.ru

A.M. Semenov¹

Associate Professor, Ph.D. (Phys.-Math.), e-mail: almsemenov@mail.ru

S.M. Dobrovolskiy¹

Associate Professor, Ph.D. (Phys.-Math.), e-mail: dobrovsm@yandex.ru

I.A. Batirev²

ONIIP, e-mail: batirev007@mail.ru

¹Omsk State University n.a. F.M. Dostoevskiy

²PISC "ONIIP"

Abstract. The article deals gives an overview and analysis of existing approaches to mathematical simulation of the multipath environment of radio wave propagation at VHF band. In particular, implementation of the random processes describing additive and multiplicative line noises is discussed in more detail.

Keywords: simulation of the radio channel, radio wave, multipath environment of the radio wave propagation, Doppler shift, additive and multiplicative line noises.