

УДК 621.396

Д.Ю.Жулябин

МОДЕЛИ КАНАЛОВ ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Воронежский институт высоких технологий

В работе проводится анализ особенностей распространения сигналов в беспроводных каналах связи. Приведены модели потерь в пространстве. Указана роль замираний с точки зрения эффективности передачи сигналов.

Ключевые слова: канал, связь, передача информации, модель.

Введение

За прошлые несколько десятилетий беспроводная связь получила значительное развитие, в первую очередь, благодаря тому, что необходимо удовлетворить постоянно растущие требования на высокие скорости передачи данных по беспроводному носителю. Различное оборудование было разработано как для сетей работающих внутри помещений, так и внешнего исполнения. Мобильность - очень важный аспект системной спецификации. Один из основных элементов в проектировании систем беспроводной связи - это понимание характеристик беспроводного канала.

Целью данной работы является проведение сравнительного анализа моделей беспроводных каналов связи.

1. Моделирование беспроводных каналов связи

Канал связи - система технических средств и среда распространения сигналов для передачи данных от источника к получателю [1-7]. В случае использования проводной линии связи, средой распространения сигнала может являться оптическое волокно или витая пара, при использовании атмосферы, ионосферы или другой среды, в которой распространяются радиоволны, говорят о беспроводном канале связи (радиоканале).

Радиосигнал распространяется в пространстве, на основе законов физики. Электромагнитный сигнал перемещается в среде и переносит затухание (потеря тракта) на основе природы среды (носителя). Кроме того, сигнал встречается с объектами и отражается, преломляется, поглощается, происходит дифракция, и рассеивание. Кумулятивный эффект приводит к поглощаемому сигналу, сигналу, пересекающему разнообразные пути, частота сигнала смещается из-за относительного движения между источником и объектами (Эффект Доплера), таким образом сигнал значительно изменяется. Радиосигнал зависит от пространства (местности), времени и частоты, и он может быть представлен как $s(x, y, z, t, f)$, где x, y, z являются пространственными переменными, и t, f - переменные времени и частоты, соответственно. Если мы представим переданный сигнал как $s_T(x_T, y_T, z_T, t, f_T)$ и полученный сигнал как $s_R(x_R, y_R, z_R, t, f_R)$, то можно связать оба сигнала

пространственно-временной-частотной зависимостью, как $s_R(x_R, y_R, z_R, t, f_R) = H(s_T(x_T, y_T, z_T, t, f_T))$. $H(\cdot)$ - функция, которая может быть названа беспроводным каналом. Беспроводной канал также зависит от таких факторов как территория, атмосферные условия, относительная мобильность передатчиков и получателей, типов используемых антенн, высоты антенн и других практических параметров.

Модель распространения для беспроводного канала характеризуется потерей в тракте передачи, замиранием вследствие многолучевого распространения и эффектом Доплера. Все эти характеристики затронуты физической средой между передатчиком и получателем, а также системно-зависимыми параметрами, такими как высоты антенны, ширина луча антенны, поляризация антенны и взаимная связь между многими антеннами.

Потери в тракте передачи характеризуют затухание между уровнем переданного и полученного сигнала. Это, обычно, основано на таких физических явлениях как поглощение, дифракция, рассеивание, отражение и преломление.

Поглощение радиосигнала в атмосфере происходит из-за явления молекулярного резонанса из-за присутствия молекул воды и кислорода. Поэтому поглощение больше во время дождя и снегопада. Поглощение также происходит, когда радиоволны распространяются через твердые частицы. Здания с металлом, дают ослабление 10-25 дБ в зависимости от толщины стен, деревья ослабляют приблизительно на 10-12 дБ, и металлы ослабляют сигнал больше всего.

Дифракция вокруг объектов происходит, когда длина волны сигнала сопоставима с размером объекта или меньше его. В микроволновом диапазоне, например, у сигнала на 2.5 ГГц длина волны 12 см. Дифракция происходит, когда сигнал встречается с объектами этих размеров и если есть резкий край, происходит отражение сигнала по закону оптики – угол падения равен углу отражения. Вследствие дифракции электромагнитные волны могут доходить до приемника в том случае, когда нет прямой видимости среди передатчиками и приемниками. Дифракция также наблюдается в городе со зданиями. Низкочастотные сигналы могут огибать препятствия по вершинам.

Рассеивание - явление, которое происходит, когда сигнал встречается с кластером объектов, и многократные отражения от этих объектов вызывает случайный эффект рассеивания. Пример рассеивающейся среды - листва. Деревья с большим количеством ответвлений и движущихся листов (из-за ветра) рассеивают сигнал значительно.

Потери в тракте передачи - функция частоты, расстояния между передатчиком и получателем, ландшафтом и системно-зависимыми параметрами, такими как высота антенны и характеристики антенны.

Замирание - явление, которое происходит, когда рассеивающаяся среда между передатчиком и приемником меняется в зависимости от времени. Это изменение сигнала добавляется к сигналу на приемнике как функция времени. Очевидно, что ландшафт работы (открытая местность, плотная листва, высокие здания, холмистые области) определяет уровень замирания. Мелкомасштабное замирание возникает при значительных вариациях амплитуд и фаз сигнала для масштабов, которые близки к длине волны. Например, такое замирание происходит, когда получатель получает многократные копии сигналов из-за отражений, происходящих на небольшом расстоянии от приемника. При этом мелкомасштабное замирание может наблюдаться при расширении сигнала во времени (говорят о временном рассеянии) и нестационарном поведении канала. Говорят, что мелкомасштабное замирание релейское, тогда, когда нет прямой видимости между передатчиками и приемником, передача сопровождается множественных отражений от разных объектов. Для описания огибающей амплитуды по такому сигналу можно в рамках статистики применять Релеевскую функцию плотности вероятности. В том случае, когда прямой сигнал имеет преобладание, то для огибающей по мелкомасштабному замиранию применяют функцию плотности вероятности Райса.

Для крупномасштабного замирания характерно, что до приемника доходят многие копии по передаваемому сигналу, они отражены от объектов, которые распределяются в пространстве вдоль большого региона. В крупномасштабном замирании можно отметить существование вдоль пути распространения сигнала, например, лесов, зданий, сооружений и др. При анализе статистики крупномасштабного замирания можно сделать вывод о том, какие будут потери в тракте, каким образом они зависят от расстояния. Для таких случаев происходит уменьшение мощности принимаемого сигнала с увеличением расстояния в рамках степенного закона, а описать отклонения от средних значений можно в рамках логарифмически нормального распределения. По крупномасштабному замиранию принято осуществлять пространственное усреднение мелкомасштабных флуктуаций сигнала.

У канала есть когерентность, если он не показывает изменения в своих характеристиках вдоль уровней измерения пространства, времени и частоты. Различные типы когерентности объяснены ниже. Рассмотрим узкополосный сигнал, фиксированный в пространстве. Тогда когерентность по времени канала может быть выражена как константа $|h(t)|$, при $|t-t_0| \leq T_c/2$, где T_c - время. Это означает, что временные

характеристики канала не изменяются во время когерентности по времени. Когерентность частоты канала определена, когда канал занимает определенную полосу частот и не переключается на другие частоты. Форма выражения подобна предыдущему случаю $|h(f)| \approx \text{const}$, при $|f-f_c| \leq B_c/2$. Как в предыдущих случаях, пространственная когерентность может быть определена как $h(r) \approx \text{const}$, при $|r-r_0| \leq D_c/2$, где r_0 произвольная позиция в пространстве,

D_c - пространственная когерентность. Все вышеупомянутые параметры когерентности важны для проектирования системы. Например, знание значения пространственной когерентности поможет смягчить замирания. Еще пример, если две антенны получателя разделены расстоянием большим, чем расстояние пространственной когерентности, вероятно, что одна из антенн могла получить более сильный сигнал по сравнению с другой антенной. Таким образом, можно объединить сигналы от обеих антенн эффективным способом, чтобы увеличить мощность сигнала. Другими словами используется принцип 'разнообразия'. Подобные методы могут использоваться в контексте временных и частотных когерентностей, чтобы улучшить качество сигнала.

Для разработки беспроводных систем, где сигнал искажен из-за физических явлений, необходимо характеризовать канал, используя математические модели. Понятно, что рассеивание сигнала отличалось бы для различных расположений передатчика и получателя. Чтобы характеризовать канал, покрывая большинство возможных случаев, используются два подхода:

- Статистическая модель, используя экспериментальные данные: Эта модель основывается на измерениях, которые выполнены, используя передатчики и приемники в различных расположениях ландшафта, используя различные антенны и другие соответствующие экспериментальные параметры. Понятно, что невозможна исчерпывающая измерительная кампания, способная проверить все варианты. Представительные наборы экспериментов выполняются, и отличия (другие варианты) моделируются с точки зрения стохастической платформы. Математические модели разрабатываются на основе анализа данных. Это также вызывает классическим подходом моделирования.
- Модели, использующие принцип геометрии: в этом методе рассеивающаяся среда характеризуется геометрическими моделями, где пути прохождения сигнала, как предполагается, являются

лучами, перемещающимися между передатчиком и приемником [8-14]. Уровень замираний вычисляется на основе числа лучей и расстояния, пройденного лучами. Кроме того, углы падения и Доплеровское распределение, характеризуются, используя информацию о геометрии массива. Канал тогда численно моделируется и сравнивается с измерениями, полученными посредством экспериментов проверки моделей.

2. Экспериментальные исследования для характеристики беспроводных каналов

Беспроводные каналы характеризуются, с помощью экспериментов [15-22], где реальные передатчики и приемники используются, чтобы измерить полученные сигнальные характеристики. Наружные и внутренние измерения выполняются для различных условий ландшафта, различных погодных условий и т.д., с целью сбора данных для моделирования.

Затухание передаваемого сигнала в атмосфере вследствие процессов его рассеивания в ней, определяет потери для свободного пространства. Потери в свободном пространстве можно определить как различие в уровнях мощности (в дБ) полученного сигнала и переданного сигнала. Потери в тракте передачи в свободном пространстве, при изотропных передающей и приемной антеннах с коэффициентами усиления, равными 1, для трассы прямой видимости определяются следующим выражением:

$$PL(\text{дБ}) = 32.44 + 20\log_{10}(f_c) + 20\log_{10}(d) \quad (1)$$

где d - расстояние между передатчиком и приемником в км, f_c - частота работы в МГц. Можно заметить, что потеря в пространстве увеличивается с частотой и расстоянием. Некоторые ландшафты обеспечивают дополнительные потери из-за больших объектов (выступы, здания и т.д.), которые называют потерями от затенения.

Для случаев замирания вследствие многолучевого распространения и затенения, несколько экспериментов были выполнены Окумура [23], и данные были позже проанализированы Хата [24] для разработки моделей потерь, характеризующих статистическую природу канала.

Средняя потеря в пространстве обычно получается, используя методы подбора кривых. В логарифмическом домене эти модели имеют тенденцию быть линейными как функция расстояния. Как пример, некоторые модели для различных ландшафтов, предложенных Хата даны ниже (Примечание: Все модели потерь тракта должны использоваться с осторожностью. Если уравнение приводит к потере меньше, чем затухание в свободном пространстве, то следует использовать значение затухания в свободном пространстве.)

Модели Okumura:

Типичная городская:

$$PL(\text{дБ}) = 69.55 + 26.16 \log_{10} fc \\ = (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} d - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m) \quad (2)$$

где fc - несущая частота в МГц, d - расстояние в км, h_b - высота базовой станции в метрах, и $a(h_m)$ поправочный коэффициент для высоты антенны приемника h_m , зависящий от местности.

для больших городов:

$$a(h_m) = 8.29(\log_{10}(1.54h_m))^2 - 1.1 \text{ for } fc \leq 200 \text{ МГц} \quad (3)$$

$$a(h_m) = 3.2(\log_{10}(11.75h_m))^2 - 4.97 \text{ for } fc \geq 400 \text{ МГц} \quad (4)$$

для малых городов:

$$a(h_m) = (1.1 \log_{10}(fc) - 0.7)h_m - (1.56 \log_{10}(fc) - 0.8) \quad (5)$$

для пригородных районов:

$$PL(\text{дБ}) = 69.55 + 26.16 \log_{10} fc \\ = (44.9 - 6.55 \log_{10} \Delta h_b) \log_{10} d - 13.82 \log_{10} h_b \\ - a(h_m) 2(\log_{10}(fc/28))^2 - 5.4. \quad (6)$$

для сельской местности:

$$PL(\text{дБ}) = 69.55 + 26.16 \log_{10} fc \\ = (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} d - 13.82 \log_{10} h_b \\ - a(h_m) - 4.78(\log_{10} fc)^2 + 18.33 \log_{10}(fc) - 40.94. \quad (7)$$

Компания AT&T Bell Labs проводила измерения в диапазоне частот 1.9 ГГц в 95-ти наружных фиксированных беспроводных сетях [25]. Потери (PL в дБ) выражаются как:

$$PL_a = A + 10\gamma \log_{10}(d/d_0) + s \quad \text{для } d > d_0, \quad (8)$$

где $A = 20\log_{10}(4\pi d_0/\lambda)$, (λ - длина волны в метрах), γ – это экспонента потерь, вычисляемая как $\gamma = (a - b h_b + c / h_b)$ для h_b между 10 м и 80м (h_b – это высота базовой станции в метрах), $d_0 = 100$ м и a, b, c – это константы, зависящие от категории местности, представленной в таблице 1. s – граница затенения, принимает значения от 8.2 до 10.6 дБ, в зависимости от территории.

Таблица 1. Константы, зависящие от категории местности

Параметр модели	категория А	категория В	категория С
a	4.6	4	3.6
b	0.0075	0.0065	0.005
c	12.6	17.1	20

Три типа территорий:

- Категория А: Холмистая/Умеренная до деревьев высокой плотности;
- Категория В: Холмистая/Деревья низкой плотности или Равнинная/Умеренная до деревьев высокой плотности.
- Категория С: Равнинная/Деревья низкой плотности

Указанная выше модель, предназначена для антенн размером, близким к 2-м метрам. Для использования модели при других частотах и для антенн приемника от 2-х до 10-ти метров, несколько экспериментов было проведено и введены поправочные коэффициенты [17].

Анализ экспериментальных данных привел к моделированию беспроводного канала как вероятностного процесса. Факт, что при многолучевом распространении сигнал - наложение нескольких ослабленных сигналов и использование центральных предельных теорем, приводит к моделированию канала как Гауссовского случайного процесса. Рисунок 1 иллюстрирует многолучевое распространение сигнала.



Рисунок 1

Канал Релея: амплитуда канала, который смоделирован как комплексный Гауссовский случайный процесс с нулевым средним имеет распределение Релея. Такие каналы называют каналами Релея и появляются они, когда на приемник приходят отраженные сигналы.

Канал Райаса: амплитуда канала, который смоделирован как комплексный Гауссовский случайный процесс с ненулевым средним, имеет распределение Райса. Такие каналы называют каналами Райса и появляются они, когда есть неотраженный сигнал между передатчиком и приемником. Ссылка на описание Райсовского канала [26].

Для Райсовского канала существует дополнительный фактор - k , определяемый как отношение мощности неотраженного сигнала к рассеянной полученной мощности. Если это отношение - ноль, то у нас Релеевское замирание.

Рассмотрим мобильный приемник,двигающийся со скоростью v и получающий множественные сигналы из различных направлений (из-за препятствий). Рассмотрим случай, где нет никакого неотраженного сигнала, и следовательно присутствует Релеевское замирание. Сигнал, как предполагается, является узкополосным сигналом, сосредоточенным вокруг несущей частоты f_c . Рассматривая случай, что сигнал получен от всех направлений и предполагая, что они - одинаковой амплитуды, спектр мощности Релеевского замирания выражается как:

$$S(f) = \frac{b_0}{\pi f_d \sqrt{1 - \{f/f_d\}^2}} \quad (9)$$

Где f_d - частота, и уравнение действительно для $f < f_d$. Форма спектра походит на 'ванну с бесконечно высокими крутыми стенами'. Джейк (Jakes) [27] предложил технику моделирования замирающего канала с

вышеупомянутым эффектом Доплера. Техника включает рассмотрение нескольких генераторов и их объединения после подходящего вычисления амплитуды. Это обычно известно как спектр Джейка, показанный на рисунке 2.

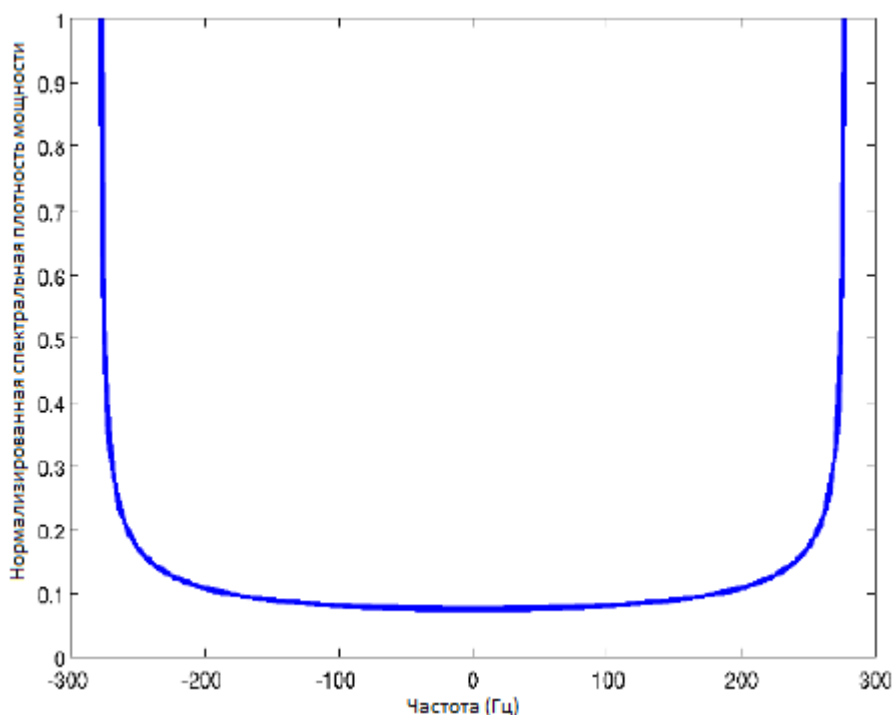


Рисунок 2 Нормализованная спектральная плотность мощности для Релеевского замирания с Доплеровским сдвигом 277 Гц.

Рассмотрим случай, где приемник и передатчик не двигаются. В этом случае также каждый получает эффект Доплера из-за движения рассеивателей (например, ветви деревьев, движущихся машин и т.д.) между передатчиком и приемником. Спектр такого канала был получен посредством измерений, выполненных в Стэнфордском университете в диапазоне 2.5 ГГц [13]. Математическая модель, полученная из данных измерений:

$$S_{fixed}(f) = \sqrt{1 - \{f/f_m\}^2} \quad (10)$$

f_m – максимальная Доплеровская частота (обычно от 2-х до 4-х Гц). Форма спектра представляет собой «перевернутую чашку» как показано на рисунке 3.

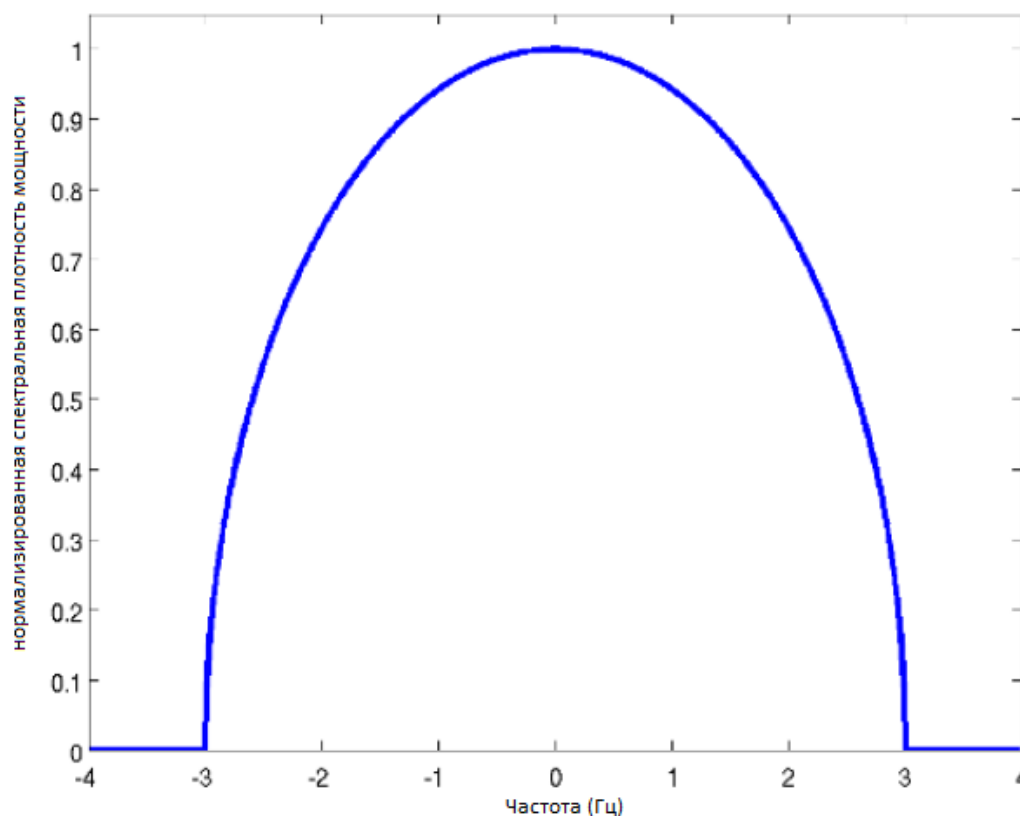


Рисунок 3 Нормализованная спектральная плотность мощности для канала с замираниями с Доплеровским сдвигом, близким к 3 Гц.

Временная когерентность, T_c - это время, в течение которого канал, как предполагается, является инвариантным со временем. Она может быть приблизительно получена из характеристики распространения Доплера. Одно такое приближение описано в [28] как $T_c = 0.423/f_d$, где f_d - это максимальная частота Доплеровского сдвига.

В большинстве случаев приемник получает многократные копии уменьшенных и отсроченных копий переданного сигнала. На уровне основной полосы частот ответ канала может быть смоделирован как линейная система, где функция перемещения характеризуется импульсной характеристикой конечной длительности (КИХ) с $L-1$ множественными путями:

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(n - \tau_l) \quad (11)$$

Где a моделируется как случайный коэффициент с определенной плотностью вероятности функции и ϕ - задержка l -го пути, который не должен быть однородным.

Предполагая, что этот канал с импульсной характеристикой конечной длительности 'постоянный' в течение определенного периода

времени, канал ведет себя как линейный фильтр с конечной импульсной характеристикой. Функция передачи этого канала, $H(z)$, является полиномом. В области частоты $H(f)$ будет ответ, который укажет на ослабление, предложенное фильтром, к различным частотам. Это подразумевает, что некоторые частоты сигнала могли перенести сильное ослабление, указывая на частотно-избирательную природу канала.

Средняя задержка определяется как:

$$\tau_{avg} = \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2 \tau_l \quad (12)$$

Среднеквадратичная задержка определяется как:

$$\tau_{rms}^2 = \sum_{l=0}^{L-1} P_l \tau_l^2 - \tau_{avg}^2 \quad (13)$$

где P_l – это мощность амплитуды l -го пути. Некоторые эксперименты были проведены для измерения задержек [29, 30]

В таблице 2 представлены значения задержек для каналов, работающих на частотах 2-2.5ГГц внутри помещений:

Таблица 2

	Канал А среднеквадратичная задержка (нСек)	Канал В RMS(ns) среднеквадратичная задержка (нСек)
Помещение офиса	35	100
Наружный к внутреннему	45	750
Автомобильная высокая антенна	370	4000

У пространственно-временного беспроводного канала есть некоторые интересные свойства относительно пространственного измерения [31]. Пространственная корреляционная функция канала может быть получена как функция пространственного измерения. Расстояние, на котором величина корреляции принимает нулевое значение (в практических системах, близко к нулю) является расстоянием рассогласования. Это означает, что, если у приемника есть несколько антенн, расположенных на расстоянии равном расстоянию рассогласованию канала, то сигналы, полученные этими двумя антеннами, будут статистически рассогласованы. Измерения выявили, что расстояние рассогласования приблизительно равно половине длины волны сигнала. Эта свойство канала используется, чтобы эксплуатировать

пространственное разнообразие канала, и методы обработки сигнала используются, чтобы улучшить работу приемника. Это также привело к развертыванию многих антенн в передатчиках и приемниках систем радиосвязи.

3. Модели каналов для систем, использующих несколько антенн

Рассмотрим систему, в которой передатчик передает сигнал, используя несколько антенн, и приемник получает сигналы, используя несколько антенн. Рассеивающаяся окружающая среда, как предполагается, рассеивает сигнал, и антенна получения, как предполагается, получает несколько измененные (в амплитуде, фазе, частоте и времени) копии переданных сигналов. Используя этот сценарий, несколько пространственных моделей канала были разработаны, используя принципы геометрии и статистические данные [31-35].

Рассмотрим общее представление беспроводного канала (расширение модели КИХ, данной в предыдущей секции), когда один мобильный приемник (имеющий одну антенну) выражен, как

$$h_1(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L(t)-1} A_{l,1}(t) \exp(j\phi_{l,1}(t)) \delta(t - \tau_{l,1}(t)) \quad (14)$$

где $L(t)$ – количество многолучевых компонентов, $f_{l,k}$; $A_{l,k}(t)$; $\phi_{l,k}(t)$ – это фаза изменение, амплитуда и задержка из-за l -го пути имеющих место в k -ом приемнике. Следует отметить, что вышеупомянутая модель канала предполагает, что все параметры могут меняться во времени. Эта модель может быть расширена на случай использования нескольких антенн включением углов прибытия волн в модель:

$$\underline{h}_1(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L(t)-1} A_{l,1}(t) \exp(j\phi_{l,1}(t)) \underline{a}(\theta_l(t)) \delta(t - \tau_{l,1}(t)) \quad (15)$$

где $\underline{a}(u_l(t))$ – это массив векторов, соответствующих углу прибытия $u_l(t)$

$$\underline{a}(\theta_l(t)) = (\exp(-j\psi_{l,1}), \psi_{l,2}, \dots, \psi_{l,m})^T \quad (16)$$

где m – количество антенн и $\psi_{l,i} = (2\pi/\lambda) [x_i \cos(u_l(t)) + j \sin(u_l(t))]$, x_i, y_i – компоненты, совпадающие по фазе и по квадратуре фазы. Угловое распространение зависит от сценария и распределения. Были предложены несколько моделей. Ли (Lee) [29] предположил, что все рассеиватели однородно расположены по кругу. Для этой конфигурации, корреляционная функция может быть получена [32]. Но это, как оказалось, данная модель не соответствует отражениям сигнала в реальных условиях.

Модель была расширена [34], чтобы добавить дополнительные кольца рассеивателей. Эта модель была еще раз доработана [32], но все эти модели не учитывают задержку распространения или Доплеровский эффект.

Использование пространственных плотностей распределения разброса, для характеристики модели канала получило развитие с использованием геометрических принципов. Такие модели получили название GBSB - Geometrically based single-Bounce Statistical Models. Используя эти модели, плотность распределения вероятности была получена (вычислена) для объединения углов прибытия и времени прибытия сигналов, и работа системы связи изучена, используя эти модели канала [16, 36].

В модели GBSBCM (Geometrically Based Single Bounce Circular Model) рассеиватели, как предполагается, расположены вокруг передатчика по кругу, и другую модель называют Geometrically Based Single Bounce Elliptical Model (GBSEM), которая предполагает, что рассеиватели однородно распределены в пределах эллипса, где фокусы эллипса - местоположение передатчика и приемника. Расположение приемника и передатчика в GBSEM-модели показано на рисунке 4.



Рисунок 4

Совместная плотность распределения вероятности углов и времени прибытия сигналов в передатчике (базовая станция) дана как

$$f_{\tau, \theta_T}(\tau, \theta_T) = \frac{(d^2 - \tau^2 c^2)(d^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 d \cos(\theta_T))}{(4\pi r_R^2)(d \cos(\theta_T) - \tau c)^3}$$

для $d^2 - 2\tau c d \cos(\theta_T) + \tau^2 c^2 / (\tau c - d \cos(\theta_T)) \leq 2r_R$

$$f_{\tau, \theta_T}(\tau, \theta_T) = 0, \text{ иначе .}$$

Точно так же совместная плотность распределения вероятности углов и времени прибытия сигналов в приемнике дана как

$$f_{\tau, \theta_R}(\tau, \theta_R) = \frac{(d^2 - \tau^2 c^2)(d^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 d \cos(\theta_R))}{(4\pi r_R^2)(d \cos(\theta_R) - \tau c)^3}$$

для $d^2 - 2\tau c d \cos(\theta_R) + \tau^2 c^2 / (\tau c - d \cos(\theta_R)) \leq 2r_R$

$$f_{\tau, \theta_R}(\tau, \theta_R) = 0, \text{ иначе .}$$

где u_T, u_R - массивы углов прибытия относительно прямой неотраженного сигнала для передатчика и приемника соответственно, c является скоростью света, и ϕ_R - максимальная задержка в приемнике.

GWSSUS - статистическая модель канала, которая делает предположения о форме полученного вектора сигнала [24, 29, 37]. Основная мотивация модели - обеспечить общее уравнение для полученной матрицы корреляции сигнала. Эта модель предполагает несколько групп рассеивателей в пространстве вокруг передатчика. Благодаря использованию нескольких групп частотно-избирательные замирания каналов могут быть смоделированы. Средний угол прибытия для k -ой группы обозначается как θ_{0k} . Предполагается, что расположение и задержка, связанные с каждым кластером остаются неизменными в течение нескольких отражений b . Форма полученного вектора сигнала:

$$\underline{x}_b = \sum_{k=1}^{N_c} \underline{v}_{k,b} s(t - \tau_k) \quad (17)$$

где $\underline{v}_{k,b}$ - суперпозиция векторов во время b -го отражения сигнала k -ой группой может быть выражена:

$$v_{k,b} = \sum_{i=1}^{N_k} \alpha_{k,i} \exp(j \phi_{k,i}) \underline{a}(\theta_{0k} - \theta_{k,i}) \quad (18)$$

где N_k количество рассеивателей в k -ой группе, $\alpha_{k,j}$, $\phi_{k,j}$, $\theta_{k,j}$ - амплитуда, фаза и угол прибытия i -го отраженного сигнала k -ой группы. Если есть большое количество групп, Гауссовскую природу $\underline{v}_{k,b}$ можно

принять, и средняя и ковариационная матрица этого вектора может быть получена.

Гауссовская угловая модель прибытия (GAA) - особый случай GWSSUS когда $N_c = 1$ и статистика угла прибытия имеет Гауссовское распределение возле некоторого номинального угла u_0 . Ковариационная матрица множества представляет собой:

$$R(\theta_0, \sigma_\theta) = P_r \underline{a}(\theta_0) \underline{a}^H(\theta_0) \odot B(\theta_0, \sigma_\theta) \quad (19)$$

где (k,l) элемент $B(u_0, \sigma_u)$ матрицы дан как $B(u_0, \sigma_u)_{k,l} = \exp(-2(\rho \Delta(k-l))^2 \sigma_\theta^2 \cos^2 u)$, P_r – мощность принятого сигнала, Δ - расстояние между антеннами, \odot - знак умножения матриц. Исполнение алгоритмов оценки углов прибытия было изучено в [38].

Данная модель канала [39] была разработана как для исследования мелкомасштабного Релеевского замирания, так и для теоретических пространственных корреляционных свойств [36]. В рассматриваемой среде распространения расположены большие доминирующие отражатели (Рис. 5).

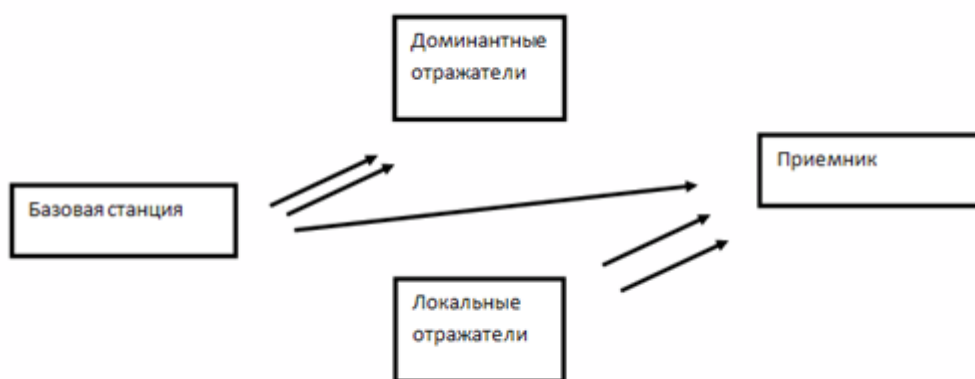


Рисунок 5

Предполагается, что в определенное время канал характеризуется доминирующими отражателями L_r и полученный вектор сигнала определен как:

$$\underline{x}(t) = \sum_{l=0}^{L_r(t)-1} \underline{a}(\theta) \alpha_l(t) s(t - \tau) + \underline{n}(t) \quad (20)$$

α_j - это комплексная амплитуда l -го доминантного рефлектора.

$$\alpha_l(t) = \beta_l(t) \sqrt{\Gamma_l} \psi(\tau_l) \quad (21)$$

где Γ_l обозначает логарифмически-нормальное затухание и $\psi(\phi)$ представляет профиль задержки мощности и

$$\beta_l(t) = K_r \sum_{r=1}^{N_r} C_r(\theta_l) \exp(j\omega_d \cos(\Omega_{r,l}t)) \quad (22)$$

где N_r это число компонентов сигнала, добавляемых к l -му доминирующему отражателю. $C_r(u_l)$ - комплексная амплитуда r -го компонента l -го доминирующего отражателя. Моделирование с использованием этой модели показало результаты, близкие к полученным данным.

Модели TU и BU определенно разработаны для GSM и других систем связи, где рассеиватели, как предполагается, расположены на определенном расстоянии друг от друга, и позиции рассеивателей сохранены фиксированными на определенное время, и затем перемещаются в новое положение, основанное на скоростном профиле и случайных фазах, назначенных на рассеивателям. Эти модели успешно использовались для практического системного проектирования [40]. В модели TU 120 рассеиватели, как предполагается, беспорядочно помещены на расстоянии в 1 км друг от друга. Положения рассеивателей сохранены фиксированными для каждого перемещения мобильной станции в пределах 5 метров. В это время продолжительность, случайные фазы назначены на рассеиватели, а также рандомизированные потери затенения назначены с логарифмически нормальным распределением. Для модели BU дополнительная группа из 120 рассеивателей, как предполагается, смещена на 45 градусов относительно первой группы рассеивателей. Средняя мощность для этой второй группы рассеивателей, как предполагается, на 5 дБ ниже, чем та из первой группы. Таким образом, канал BU вводит больше углового распространения и увеличивает распространение задержки канала. Эти модели сравнили с фактическими измерениями и сделали заключение, что они хорошо согласуются с моделями, используемыми системными проектировщиками GSM.

Необходимо использовать при оценке характеристик рассеяния электромагнитных волн соответствующие методы [41-47], в ряде случаев можно использовать подходы, связанные с прогнозированием характеристик объектов сложной формы [48-50].

Группирующая модель применимая к среде внутри помещений проверена измерениями [51, 52]. Ответ канала, определен как:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_{kl} \delta(t - \tau_{kl} - T_k) \quad (22)$$

где k обозначает кластер, l обозначает луч в пределах кластера, и α_{kl} - это случайная переменная с Релеевским распределением. Расширение этой

модели было предложено в [51]. Здесь $h(t, u) = h(t)h(u)$ учитывая, что временный и угловой импульсы ответов независимы. Угловой ответ импульса:

$$h(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_{kl} \delta(t - \omega_{kl} - \Theta_k) \quad (23)$$

с ω_{kl} угол луча, и Θ_k - средний угол k -ой группы.

Плотность распределения вероятности ω_{kl} дана как

$$f(\omega) = (1/2\sqrt{\sigma} \exp(-|\sqrt{2} \omega/\sigma|)),$$

модель КИХ-фильтра [37] определяет ответ импульса канала как:

$$h(t, \tau, \theta) = \sum_{q=1}^Q \alpha_q \delta(t - \tau_q) \delta(\theta - \theta_q) \quad (24)$$

Заключение

Беспроводные модели канала, представленные в предыдущих секциях, используются для проектирования эффективных системы связи, которые могут обеспечить огромные скорости передачи данных. Статистическая природа этих моделей обеспечивает возможность покрыть большинство возможных сценариев в реальном мире через исчерпывающее числовое исследование моделирования. Выбор моделей различен, и соответствующий выбор модели может быть сделан на основе технических требований беспроводной системы, которая будет разработана.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. — М. / Цифровая обработка сигналов: Справочник. Радио и связь, 1985.
2. Львович И.Я., Преображенский А.П., Головинов С.О. Имитатор макета проводного канала / Вестник Воронежского государственного технического университета. 2008. Т. 4. № 9. С. 34-37.
3. Головинов С.О., Львович И.Я., Преображенский А.П. Разработка имитатора тракта передачи данных спутникового диапазона /

- Вестник Воронежского государственного технического университета. 2009. Т. 5. № 4. С. 214-217
4. Зюко А. Г., Кловский Д.Д., Коржик В. И., Назаров М.В., Теория электрической связи / Под ред. Д. Д. Кловского. — Учебник для ВУЗов. — М.: Радио и связь, 1999. 432 с.
 5. Под ред. Мазора Ю.Л., Мачусского Е.А., Правды В.И. Радиотехника. — Энциклопедия. — М.: ИД «Додэка-XXI», 2002. — С. 488. - 944 с.
 6. Прокис Дж. Цифровая связь. — Пер. с англ. // Под ред. Д. Д. Кловского. — М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
 7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — Пер. с англ. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
 8. Petrus, P., Reed, J., Rappaport, T.: Geometrically Based Statistical Channel Model for Macrocellular Mobile Environments. In: IEEE Proc. GLOBECOM, pp. 1197–1201 1996.
 9. Rossi, J., Levy, A.: A ray model for decimetric radiowave propagation in an urban area. Radio Science 27(6), 971–979 1992.
 10. Valenzuela, R.: A ray tracing approach to predicting indoor wireless transmission. In: IEEE 43rd Vehicular Technology Conference, pp. 214–218 1993.
 11. Львович Я.Е., Львович И.Я., Преображенский А.П. Решение задач оценки характеристик рассеяния электромагнитных волн на дифракционных структурах при их проектировании / Вестник Воронежского института высоких технологий. 2010. № 6. С. 255-256.
 12. Львович Я.Е., Львович И.Я., Преображенский А.П., Головинов С.О. Исследование методов оптимизации при проектировании систем радиосвязи / Теория и техника радиосвязи. 2011. № 1. С. 5-9.
 13. Львович Я.Е., Львович И.Я., Преображенский А.П., Головинов С.О. Разработка системы автоматизированного проектирования беспроводных систем связи / Телекоммуникации. 2010. № 11. С. 2-6.
 14. Львович Я.Е., Львович И.Я., Преображенский А.П., Головинов С.О. Исследование метода трассировки лучей при проектировании

беспроводных систем связи / Информационные технологии. 2011. № 8. С. 40-42.

15. Bajwa, A., Parsons, J.: Large area characterization of urban UHF multipath propagation and its relevance to the performance bounds of mobile radio systems. IEE Proceedings on Communications, Radar and Signal Processing 132(2 Part F), 99–106 1985
16. Blanz, J., Klein, A., Mohr, W.: Measurement-based parameter adaptation of wideband spatial mobile radio channel models. In: IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., vol. 1 1996
17. Erceg, V., Hari, K. V. S., Smith, M., Baum, D., Sheikh, K., Tappenden, C., Costa, J., Bushue, C., Sarajedini, A., Schwartz, R., Branlund, D., Kaitz, T., D., T.: Channel Models for Fixed Wireless Applications. IEEE 802.16 Standards 2001
18. Maeyama, T., Ikegami, F., Kitano, Y.: Analysis of mountain-reflected signal strength in digital mobile radio communications. IEICE Transactions on Communications 76(2), 98–102 1993
19. Michelson, D., Erceg, V., Greenstein, L.: Modeling diversity reception over narrowband fixed wireless channels. In: IEEE MTT-S Symposium on Technologies for Wireless Applications, pp. 95–100 1999
20. Moriyama, E., Iwama, T., Saruwatari, T.: Experimental investigation of 1.5 GHz, 2.3 GHz and 2.6 GHz band land mobile radio propagation in urban and rural areas . In: IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 311–315 1989
21. Rappaport, T., Seidel, S., Singh, R.: 900-MHz multipath propagation measurements for U.S. digital cellular radiotelephone. IEEE Transactions on Vehicular Technology 39, 132–139 (1990)
22. Sousa, E., Jovanovic, V., Daigneault, C.: Delay spread measurements for the digital cellular channel in Toronto. IEEE Transactions on Vehicular Technology 43(4), 837–847 1994.
23. Y. Okumura E. Ohmori, T.K., Fukua, K.: Field strength and its variability in uhf and vhf land-mobile radio service. Review Electronics Communication Lab 16(9) 1968
24. Hata, M.: Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. IEEE Transactions on Vehicular Technology 29(3), 317–325

25. Seidel, S., Rappaport, T., Jain, S., Lord, M., Singh, R.: Path loss, scattering and multipath delay statistics in four European cities for digital cellular and microcellular radiotelephone. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 40(4), 721–730 1991
26. Paulraj, A.J., Nabar, R., Gore, D.: *Introduction to space-time wireless communications*. Cambridge University Press 2003
27. Williams, J., Jakes, W.: *Microwave mobile communications*. Wiley-IEEE Press 1974
28. Rappaport, T.: *Wireless communications: principles and practice*. Prentice Hall PTR, New Jersey, USA (2002)
29. Lee, W.: *Mobile communications engineering*. McGraw-Hill, Inc. New York, NY, USA (1982)
30. de Weck, J., Merki, P., Lorenz, R.: Power delay profiles measured in mountainous terrain [radiowave propagation]. In: *IEEE 38th Vehicular Technology Conference*, pp. 105–112 1988
31. Adachi, F., Feeney, M., Parsons, J., Williamson, A.: Crosscorrelation between the envelopes of 900 MHz signals received at a mobile radio base station site. In: *IEE Proceedings F Communications, Radar and Signal Processing*, vol. 133, pp. 506–512 1986
32. Asztrely, D.: *On antenna arrays in mobile communication systems: Fast fading and GSM base station receiver algorithms*. Ph.D Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, IR-S3-SB-9611 1996
33. Ertel, R.: *Vector channel model evaluation*. SW Bell Tech. Res., Tech. Rep 1997
34. Stapleton, S., Carbo, X., McKeen, T.: Tracking and diversity for a mobile communications base station array antenna. In: *IEEE 46th Vehicular Technology Conference, 1996. 'Mobile Technology for the Human Race'*, vol. 3
35. Zetterberg, P., Ottersten, B.: The spectrum efficiency of a base station antenna array system for spatially selective transmission. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 44(3), 651–660 1995
36. Liberti, J., Rappaport, T.: A geometrically based model for line-of-sight multipath radiochannels. In: *IEEE 46th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 844–848 1996.
37. Klein, A., Mohr, W.: A statistical wideband mobile radio channel model including the directions-of-arrival. In: *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 102–06 1996.

38. Trump, T., Ottersten, B.: Estimation of nominal direction of arrival and angular spread using an array of senso. *Signal Processing* 50(1), 57–69 1996
39. Raleigh, G., Paulraj, A.: Time varying vector channel estimation for adaptive spatialequalization In: *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, vol. 1 1995
40. Tanaka, T., Kozono, S., Akeyama, A.: Urban multipath propagation delay characteristics in mobile communications. *Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications)* 74(8), 80–88 1991.
41. Львович И.Я., Преображенский А.П. Разработка принципов построения САПР дифракционных структур и радиолокационных антенн / *Вестник Воронежского государственного технического университета*. 2006. Т. 2. № 12. С. 125-127.
42. Львович И.Я., Преображенский А.П. Разработка информационного и программного обеспечения САПР дифракционных структур и радиолокационных антенн / *Вестник Воронежского государственного технического университета*. 2006. Т. 2. № 12. С. 63-68.
43. Преображенский А.П., Хухрянский Ю.П. Аппроксимация характеристик рассеяния электромагнитных волн элементов, входящих в состав объектов сложной формы / *Вестник Воронежского государственного технического университета*. 2005. Т. 1. № 8. С. 15-16.
44. Косилов А.Т., Преображенский А.П. Методы расчета радиолокационных характеристик объектов / *Вестник Воронежского государственного технического университета*. 2005. Т. 1. № 8. С. 68-71.
45. Преображенский А.П. Моделирование и алгоритмизация анализа дифракционных структур в САПР радиолокационных антенн / Воронеж, Научная книга, 2007, 248 с.
46. Головинов С.О., Преображенский А.П., Львович И.Я. Моделирование распространения миллиметровых волн в городской застройке на основе комбинированного алгоритма / *Телекоммуникации*. 2010. № 7. С. 20-23.

47. Львович Я.Е., Львович И.Я., Преображенский А.П. Решение задач оценки характеристик рассеяния электромагнитных волн на дифракционных структурах при их проектировании / Вестник Воронежского института высоких технологий. 2010. № 6. С. 255-256.
48. Преображенский А.П. Прогнозирование радиолокационных характеристик объектов с радиопоглощающими покрытиями в диапазоне длин волн / Телекоммуникации. 2003. № 4. С. 21-24.
49. Преображенский А.П., Чопоров О.Н. Методика прогнозирования радиолокационных характеристик объектов в диапазоне длин волн с использованием результатов измерения характеристик рассеяния на дискретных частотах / Системы управления и информационные технологии. 2004. № 2 (14). С. 98-101.
50. Преображенский А.П. Прогнозирование радиолокационных характеристик объектов в диапазоне длин волн с использованием результатов измерения характеристик рассеяния на дискретных частотах / Телекоммуникации. 2004. № 5. С. 32-35.
51. Saleh, A., Valenzuela, R.: A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. IEEE Journal on Selected Areas in Communications 5(2), 128–137 1987.
52. Spencer, Q., Rice, M., Jeffs, B., Jensen, M.: A statistical model for angle of arrival in indoor multipath propagation. In: IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 47, pp. 1415–1419 (1997).

D.Y. Zhulyabin

**THE MODELS OF CHANNELS FOR WIRELESS SYSTEMS OF
COMMUNICATION**

Voronezh institute of high technologies, Voronezh

In the paper the analysis of the peculiarities of the propagation of signals in wireless-water communication channels is carried out. The patterns of losses in space are given. The role of fading from the point of view of efficiency of signal transmission is specified.

Keywords: channel, communication, information, transfer model.