

САНКТ–ПЕТЕРБУРГСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ПЕТРА ВЕЛИКОГО

Б.М. Медведев, А.И. Тышкевич

МОДЕЛИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Учебное пособие

Санкт-Петербург
2022

УДК 004.94

Модели телекоммуникационных систем: учеб. пособие /
Медведев Б.М., Тышкевич А.И. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2022.- 77 с.

В учебном пособии представлены модели радиолиний связи, модели телекоммуникационной системы физического уровня и модели уровня линии передачи данных по курсу «Телекоммуникационные системы и сети». Учебное пособие представляет собой справочный материал и руководство при работе с расчетными заданиями, курсовыми проектами, подготовке к контрольным работам, зачетам и экзаменам.

Учебное пособие предназначено для бакалавров направлений 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника», 09.03.04 «Программная инженерия» и др.

Табл. 11. Ил. 25. Библиогр.: 11 назв.

Ключевые слова: телекоммуникационные системы, модель радиолинии, оптимальный прием сигналов, помехоустойчивое кодирование.

© Медведев Б.М., Тышкевич А.И. 2022

© Санкт-Петербургский политехнический университет, 2022

ISBN

Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University

B.M. Medvedev, A.I. Tyshkevich

TELECOMMUNICATION SYSTEMS MODELS

Training manual

St.Petersburg
2022

УДК 004.94

Telecommunication Systems Models: training manual / Medvedev B.M., Tyshkevich A.I. St.Petersburg Polytechnic University, 2022.- 77 p.

The training manual presents models of radio links and models of telecommunication systems at physical and data link levels for the course "Telecommunication Systems and Networks". The textbook is a reference material and a guide for working with settlement assignments, course projects, preparing for tests and exams. The textbook is intended for students who are enrolled in curriculum for 09.03.01 "Informatics and Computer Engineering", 09.03.04 "Software Engineering", etc.

Keywords: telecommunication systems, radio link model, optimal signal receiver, error correction coding.

© Medvedev B.M., Tyshkevich A.I. 2022

© St.Petersburg Polytechnic University, 2022

ISBN

Оглавление

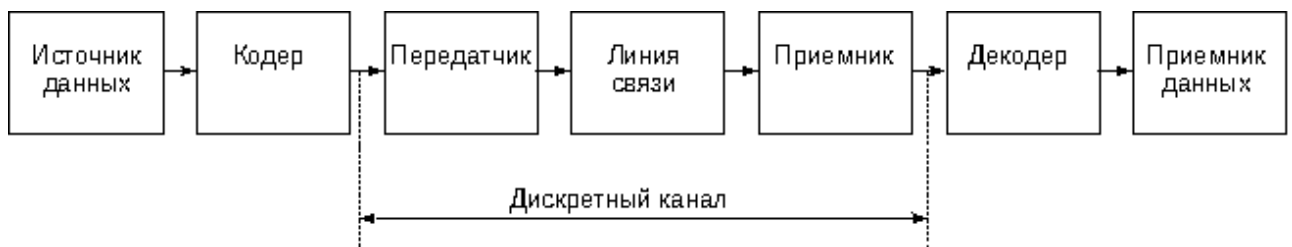
1. Модели радиолиний.....	7
1.1. Свойства радиолиний	7
1.2. Сотовые сети связи	9
1.3. Модели затухания сигнала в радиолинии	14
1.3.1. Модель распространения в свободном пространстве....	16
1.3.2. Модель потерь на логарифмическом расстоянии	18
1.3.3. Логарифмически-нормальная модель.....	19
1.3.4. Модели затухания сигнала для сотовых систем 2G.....	20
1.3.5. Модели затухания сигнала для сотовых систем 3G.....	22
1.3.6. Модели затухания сигнала для сотовых систем 4G.....	23
1.3.7. Модели затухания сигнала для сетей WiFi	26
1.4. Скорость и задержки передачи данных в сотовых сетях	29
1.5. Программа Network Cell Info	33
1.5.1. Основные характеристики программы.....	33
1.5.2. Краткое руководство пользователя	34
1.6. Самостоятельная работа	40
1.6.1. Подготовка к работе	40
1.6.2. Порядок выполнения работы.....	40
1.6.3. Обработка результатов.....	41
2. Модель системы передачи данных физического уровня.....	43
2.1. Алгоритмы формирования сигналов	43
2.2. Поэлементный когерентный прием сигналов.....	46
2.3. Помехоустойчивость передачи данных.....	47
2.4. Модель системы передачи данных в MATLAB/Simulink....	49
2.5. Самостоятельная работа.....	62
3. Модели телекоммуникационной системы уровня линии передачи данных	63
3.1. Алгоритмы помехоустойчивого кодирования.	63
3.2. Модели дискретных каналов	66
3.3. Модель системы уровня линии передачи данных в режиме	

обнаружения ошибок.....	68
3.4. Модель системы уровня линии передачи данных в режиме исправления ошибок.....	71
3.5. Самостоятельная работа.....	75
3.5.1. Исследование модели системы уровня линии передачи данных в режиме обнаружения ошибок	75
3.5.2. Исследование модели системы уровня линии передачи данных в режиме исправления ошибок	76

Введение

Модели телекоммуникационных систем широко используются при разработке новых поколений систем связи таких, как сотовые сети, беспроводные локальные и персональные сети. Моделирование позволяет разработать алгоритмы обработки данных на различных уровнях эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС) без значительных затрат на реализацию натурных экспериментов.

На рисунке ниже приведена функциональная схема телекоммуникационной системы, которая содержит элементы, относящиеся к двум нижним уровням ЭМВОС – физическому и уровню линии передачи данных.



Система передачи данных

Передатчик и приемник выполняют задачи физического уровня — преобразование последовательности бит на входе передатчика в сигналы, передаваемые по линии связи, а также обработка сигналов в приемнике и принятие решений о переданной последовательности бит. Вследствие влияния шума и искажения сигналов в линии связи принимаемые данные содержат ошибки. Для увеличения достоверности передачи применяется помехоустойчивое кодирование: кодер добавляет к передаваемым данным проверочные символы, которые используются в декодере для обнаружения и исправления ошибок.

Приведенные на рисунке элементы физического уровня и уровня линии передачи данных присутствуют во всех телекоммуникационных системах и рассматриваются в этом учебном пособии.

Для упрощения моделирования можно разделить сложную модель системы на две части — модель физического уровня, которая содержит

передатчик, модель линии связи и приемник, и модель уровня линии передачи данных, которая содержит кодер, модель дискретного канала и декодер. При этом модель линии связи в модели телекоммуникационной системы физического уровня определяется свойствами проводной или радиолинии. В модели системы уровня линии передачи данных реализация физического уровня заменена на модель дискретного канала, которая задается потоком ошибок, возникающих на выходе приемника.

Следует отметить, что такой подход имеет ограничение — его нельзя применить в случае использования сложных сигнально-кодовых конструкций, когда формирование сигналов и кодирование применяются совместно.

Первый раздел пособия посвящен моделям радиолиний связи. Рассматриваются модели линий в сотовых сетях и беспроводных локальных сетях WiFi, которые позволяют рассчитать затухание сигнала в линии и ожидаемую мощность сигнала в месте приема. Приведено описание программы для смартфона на платформе Андроид, позволяющей произвести измерения мощности сигнала в сотовых сетях 2G, 3G, 4G и WiFi, а также измерить скорость передачи данных и задержки.

Второй раздел пособия содержит описание модели физического уровня в среде моделирования MATLAB/Simulink. Модель позволяет построить зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для выбранного метода модуляции и линии связи с аддитивным белым гауссовским шумом.

В третьем разделе приведены две модели уровня линии передачи данных. Первая модель, реализованная в среде моделирования MATLAB/Simulink, использует блочный циклический код в режиме обнаружения ошибки. Эта модель позволяет определить требуемое число проверочных символов, необходимое для достижения вероятности ложного приема (пропуска ошибки в блоке данных) не превышающей пороговый уровень. Вторая модель включает декодер, который работает в режиме исправления ошибок. Модель позволяет оценить

эффективность исправления ошибок для двух моделей дискретного канала: двоичного симметричного канала с независимыми ошибками и модели Гильберта с пакетированием ошибок.

Каждый раздел содержит задачи для самостоятельной работы студентов.

1. Модели радиолиний

1.1. Свойства радиолиний

Международными соглашениями весь спектр радиоволн, применяемых в радиосвязи, разбит на следующие диапазоны:

Табл. 1.1. Диапазоны радиочастот

Диапазон частот	Наименование диапазона частот	Наименование диапазона волн	Длина волны
3–30 кГц	Очень низкие частоты (ОНЧ)	Мириаметровые	100–10 км
30–300 кГц	Низкие частоты (НЧ)	Километровые	10–1 км
300–3000 кГц	Средние частоты (СЧ)	Гектометровые	1–0.1 км
3–30 МГц	Высокие частоты (ВЧ)	Декаметровые	100–10 м
30–300 МГц	Очень высокие частоты (ОВЧ)	Метровые	10–1 м
300–3000 МГц	Ультравысокие частоты (УВЧ)	Дециметровые	1–0.1 м
3–30 ГГц	Сверхвысокие частоты (СВЧ)	Сантиметровые	10–1 см
30–300 ГГц	Крайневысокие частоты (КВЧ)	Миллиметровые	10–1 мм
300–3000 ГГц	Гипервысокие частоты (ГВЧ)	Децимиллиметровые	1–0.1 мм

Большинство современных беспроводных телекоммуникационных систем используют высокочастотные диапазоны (УВЧ, СВЧ, КВЧ). Такой выбор определяется следующими причинами:

- геометрические размеры антенны должны быть соизмеримы с длиной волны излучаемого электромагнитного колебания;
- для передачи информации с высокой скоростью и организации большого количества линий связи необходима широкая полоса пропускания, доступная только в высокочастотных диапазонах.

На распространение радиоволн в высокочастотных диапазонах главным образом влияют три физических явления: отражение, дифракция и рассеяние (см.рис.1.1). Отражение происходит в случаях,

когда распространению электромагнитных волн препятствует объект с существенно большими размерами по сравнению с длиной волны, например поверхность земли и здания.

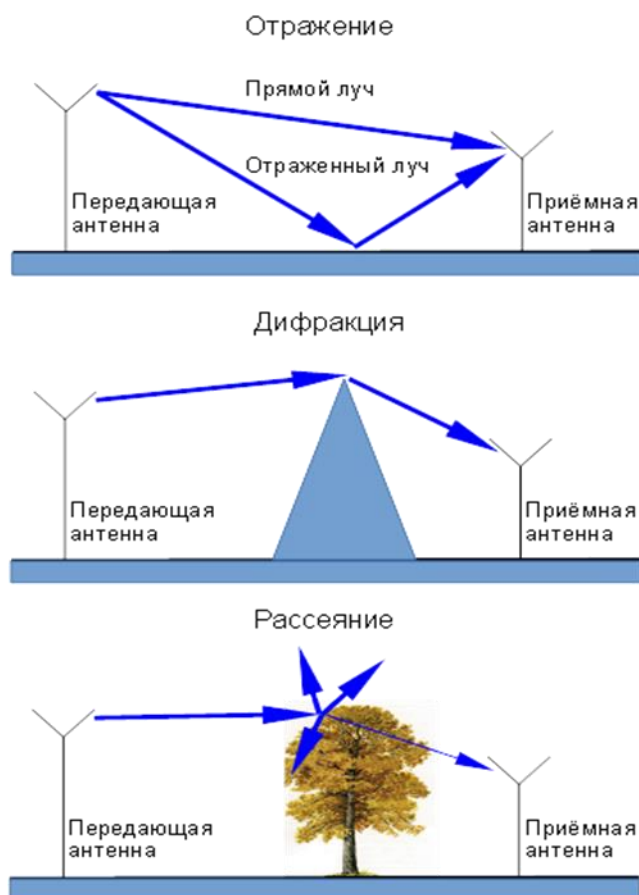


Рис. 1.1. Отражение, дифракция и рассеяние радиоволн

Дифракция - явление возникновения вторичных волн при падении радиоволны на препятствие с острыми кромками. Дифракцией обусловлено наличие поля за препятствиями в зоне геометрической тени. Рассеяние возникает при распространении волны в среде с мелкими объектами (меньше длины волны).

При движении приемника относительно передатчика возникает эффект Доплера, приводящий к смещению частоты радиосигнала. Совместное влияние этих явлений приводит к вариации мощности сигнала на входе приемника (замирания сигнала), а также к появлению межсимвольной интерференции, проявляющейся в искажении формы

сигнала. Для исключения потерь данных, вызванных шумом в линии связи, замираниями и искажениями, современные радиосистемы используют сложные алгоритмы адаптации к изменяющимся условиям распространения сигналов, а также алгоритмы помехоустойчивого кодирования, которые позволяют обнаружить и исправить ошибки в принятой последовательности бит. Следует отметить, что адаптивное поведение радиосистемы связи может привести к изменению скорости передачи. Так, например, при расположении сотового телефона вблизи базовой станции достигается максимальная скорость передачи (в условиях свободной сети). При увеличении расстояния резко уменьшается мощность сигнала на входе приемника (в свободном пространстве затухание пропорционально квадрату расстояния), и радиосистема переключается на использование более энергетически-эффективных сигналов с меньшей скоростью передачи информации.

Каждый оператор радиосвязи должен иметь лицензию, а также разрешение Государственной комиссии по радиочастотам на использование определенного диапазона частот радиоспектра. Исключение составляют не лицензируемые ISM (industrial, scientific and medical) диапазоны частот доступные всем пользователям при условии применения сертифицированного оборудования связи с ограниченным радиусом действия, как правило, не превышающем 100 метров.

1.2. Сотовые сети связи

В основе мобильной связи лежит сотовая сеть, состоящая из распределённой сети базовых станций (стационарные сотовые вышки), к которым подключены абонентские мобильные станции (телефоны), а также содержащая коммутационные узлы. Зона радио покрытия делится на области – соты, в радиусе действия которых абоненты подключаются к определённой базовой станции. Когда абонентское мобильное устройство перемещается из одной соты в другую, происходит переключение на другую базовую станцию, таким образом поддерживается постоянный радиоконтакт мобильного терминала и

станции, осуществляемый по протоколу, соответствующему определённому стандарту связи (GSM, UMTS, LTE).

При создании новых поколений связи основными требованиями являлись повышение скорости передачи информации и увеличение ёмкости сети (возможности одновременной работы с большим числом активных мобильных устройств), а также уменьшение задержки в сети. Созданы пять поколений сотовых систем, основные характеристики которых приведены в таблице.

Табл. 1.1. Поколения систем сотовой связи

Поколение	Стандарт	Максимальная теоретическая скорость передачи
1G	NMT/AMPS	2.4 Кбит/с, Аналоговая радиосвязь
2G	GSM	1 Мбит/с
3G	UMTS	21.6 Мбит/с (для HSPA+)
4G	LTE	1000 Мбит/с
5G	IMT 2020	> 10 Гбит/с

Пятое поколение сотовых систем связи 5G призвано значительно улучшить параметры прошлых поколений, а также обеспечить поддержку новых быстроразвивающихся технологий, например таких как «интернет вещей». Ключевые особенности сетей 5-го поколения:

- Улучшенная широкополосная связь – увеличение скорости передачи и поддержка многих беспроводных технологий.
- Высокая надежность – уменьшение количества потерянных пакетов, уменьшение задержки до 1 мс, поддержка пользователей,двигающихся с высокой скоростью.
- Поддержка устройств интернета вещей – высокая плотность устройств (до 1 миллиона на км²), низкая вычислительная сложность и малое энергопотребление.

Процедура передачи информации по мобильной сотовой сети состоит из следующих этапов. Сигнал от мобильного абонентского устройства по беспроводному радиоканалу поступает на базовую станцию. В свою очередь, сигнал обрабатывается приёмным устройством

на базовой станции, из него извлекается цифровая информация, и далее отправляется в коммутационный центр. Передача информации между базовой станцией и коммутационным центром может осуществляться как радиорелейным способом (через сеть беспроводных ретрансляторов), так и по оптоволоконным или электрическим кабельным системам.

Первым шагом в процессе передачи является проверка телефоном наличия зоны покрытия в области, в которой осуществляется вызов. Как только телефон убедится, что уровень сигнала достаточен для совершения вызова, телефон устанавливает соединение с ближайшей базовой станцией. Затем эта базовая станция устанавливает вызов и удерживает вызов до тех пор, пока пользователь телефона продолжает сеанс связи и находится в зоне действия этой базовой станции.

Базовая станция мобильного телефона обеспечивает покрытие радиосвязью географической области, известной как сота или ячейка.

Ячейки расположены рядом друг с другом по аналогии с сотами, и именно по этой причине такие сети «сотовыми» сетями (см. рис.1.2).

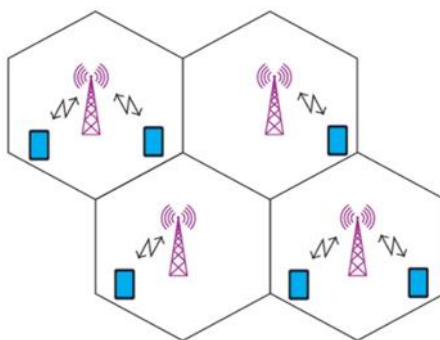


Рис. 1.2. Соты сети

Расположение базовой станции в соте определяется рядом факторов, включая топографию, наличие деревьев и зданий, количество вызовов, которые, как ожидается, будут сделаны в соте, а также радиочастоту, на которой будет работать базовая станция. Мобильный телефон должен «видеть» базовую станцию. Холмы, деревья и высокие здания могут заслонять эту линию обзора. Каждая базовая станция может передавать только ограниченное количество вызовов. В областях с

интенсивным использованием мобильных телефонов, таких как центральные деловые районы и районы с высокой плотностью населения, требуется больше базовых станций для обработки трафика вызовов. В областях с интенсивным использованием часто имеется ряд базовых станций, включая такие специфические решения как станции для использования внутри помещений (для обеспечения качественного покрытия в пределах здания или метрополитена).

В сельской местности или районах, где использование мобильных телефонов не так активно, базовые станции часто будут располагаться на холмах или высоких зданиях или вышках, чтобы максимально увеличить зону покрытия.

Каждая базовая станция имеет ряд радиоканалов или частот для связи с мобильными телефонами. Поскольку количество частот ограничено, частоты часто повторно используются в различных сотах. Это приводит к ограничению уровня мощности базовой станции, чтобы гарантировать минимальное перекрытие зон между сотами, использующими одинаковые частоты.

Вызовы переключаются с одной базовой станции на другую в процессе движения мобильного телефона. Когда пользователь выходит из ячейки, телефон автоматически ищет сигнал от соседней базовой станции. Обычно происходит плавное переключение сеанса связи при переходе от соты к соте. Если нет соседней базовой станции, например, на периферии сети мобильной связи, вызов прервется.

Мощность передатчика базовой станции составляет от 250 мВт (24 дБм) для малых сот и 120 Вт для самых больших массивов 5G MIMO (50 дБм). Типовая базовая станция 2G, 3G или 4G имеет мощность передачи 20 Вт (43 дБм).

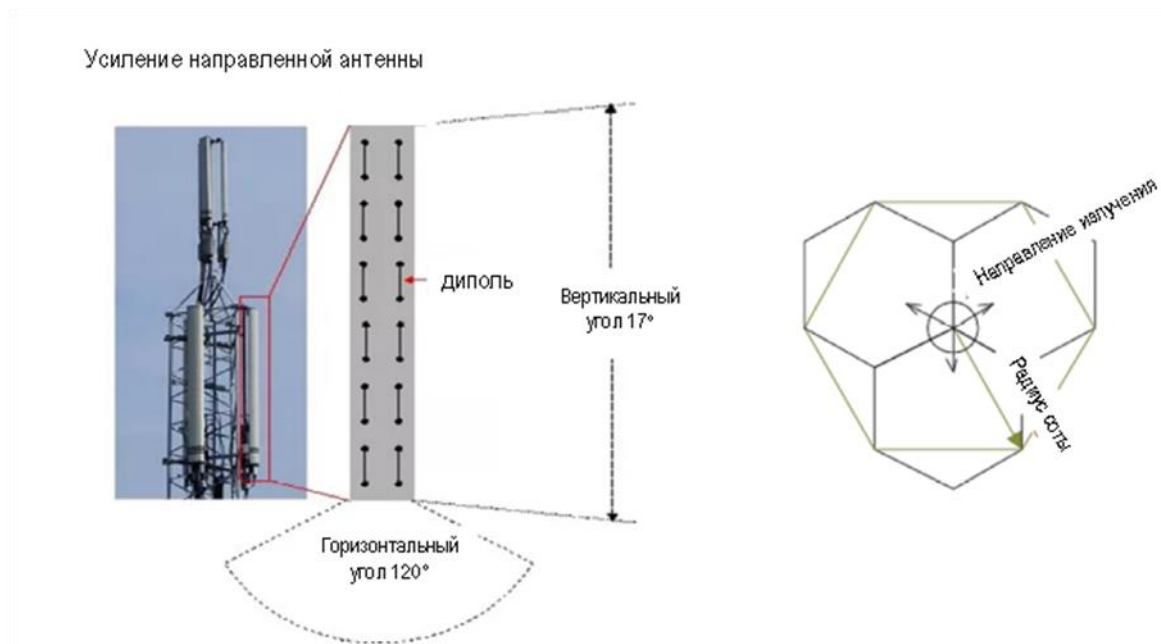


Рис. 1.3. Антенна базовой станции

На рис. 1.3 приведена конструкция типовой вышки базовой станции, содержащей 3 антенны. Каждая антенна используется для передачи сигналов в секторе 120 градусов в горизонтальном направлении. Внутри корпуса антенны располагаются 12 вертикальных излучающих элементов (диполей) в расположении 2×6 . Усиление антенны является результатом фокусировки излучения: антенна на рисунке имеет усиление 15 дБ. Это говорит о том, что в главном направлении передачи (antenna boresight) мощность излучения в 32 раза больше, чем у изотропно излучающей антенны, которая имеет одинаковую мощность излучения во всех направлениях.

Базовая станция и мобильные станции для передачи сообщений при помощи радиосигналов используют определенный частотный диапазон (Band). Каждому частотному диапазону соответствует набор характеристик: диапазон частот Uplink (от базовой станции к оборудованию пользователя), диапазон частот Downlink (от оборудования пользователя до базовой станции), режим дуплексной связи. Для обеспечения дуплексной связи используются: режим частотного разделения (Frequency Division Duplex — FDD), при котором прием и передача данных происходят на разных частотах, режим

временного разделения (Time Division Duplex — TDD), когда прием и передача осуществляются на одних и тех же частотах поочередно. Выделение частотных диапазонов для нужд операторов мобильной связи происходит на государственном уровне и обычно учитывает особенности существующей инфраструктуры специальной, военной и гражданской связи.

Нумерация частотных диапазонов была введена для описания стандартов 3G и 4G (LTE). Для GSM можно применить эквивалентный номер диапазона 3G/4G (Band 3 или Band 8).

Табл. 1.3. Диапазоны частот 2G/GSM в России

Общепринятое название	Band	Uplink	Downlink
GSM-900	—	890–915 МГц	935–960 МГц
GSM-E900, EGSM, Extended GSM	8	880–915 МГц	925–960 МГц
GSM-1800, DCS-1800	3	1710–1785 МГц	1805–1880 МГц

Табл. 1.4. Диапазоны частот 3G/UMTS в России

Общепринятое название	3G Band	Uplink	Downlink
UMTS-2100	1	1920–1980 МГц	2110–2170 МГц
UMTS-900	8	880–915 МГц	925–960 МГц

Табл. 1.5. Диапазоны частот 4G/LTE в России

Общепринятое название	LTE Band	Uplink	Downlink	Дуплекс
LTE-2100	1	1920–1980 МГц	2110–2170 МГц	FDD
LTE-1800	3	1710–1785 МГц	1805–1880 МГц	FDD
LTE-2600	7	2500–2570 МГц	2620–2690 МГц	FDD
LTE-900	8	880–915 МГц	925–960 МГц	FDD
LTE-800	20	832–862 МГц	791–821 МГц	FDD
LTE-450	31	452,5–457,5 МГц	462,5–467,5 МГц	FDD
LTE-2600 TDD	38	2570–2620 МГц		TDD

1.3. Модели затухания сигнала в радиолинии

Практически все аспекты беспроводной связи, начиная от системного проектирования до оценки производительности, зависят от

понимания свойств радиосигналов при их распространении по радиоканалам. В литературе приводятся два типа моделей радиоканалов: модели для расчета затухания радиосигнала, т.е. потерь мощности сигнала как функции расстояния и модели, на основе которых можно сформировать импульсный отклик радиолинии и рассчитать форму сигнала на входе приемника. Модели первого типа позволяют определить зону обслуживания передатчика. Эти модели рассматриваются в этом разделе. Модели второго типа используются для создания моделей телекоммуникационных систем физического уровня и разработки алгоритмов формирования и приема радиосигналов.

Моделирование распространения радиоволн основано на предсказании среднего уровня принимаемого сигнала на заданном расстоянии от передатчика, а также в определении разброса его значений в зависимости от конкретной ситуации на трассе. Моделирование среднего уровня сигнала в зависимости от расстояния между передатчиком и приемником определяет крупномасштабную зависимость, поскольку позволяет определить сигнал на большом удалении (до тысяч метров). Кроме того, модели могут характеризовать быстроменяющиеся значения уровня принимаемого сигнала на малых смещениях (несколько длин волн) или за короткое время (секунды) – они называются мелкомасштабными зависимостями (см. рис. 1.4).

Расчет уровня сигнала в зависимости от расстояния между передатчиком и приемником позволяет определить радиус действия телекоммуникационной системы: мощность сигнала на входе приемника должна быть не меньше чувствительности приемника – минимальной мощности, необходимой для того, чтобы обеспечить требуемую помехоустойчивость. Поскольку мелкомасштабные зависимости, как правило, задаются случайными величинами, нахождение приемника в зоне уверенного приема можно определить лишь с вероятностью p , зависящей от параметров модели.

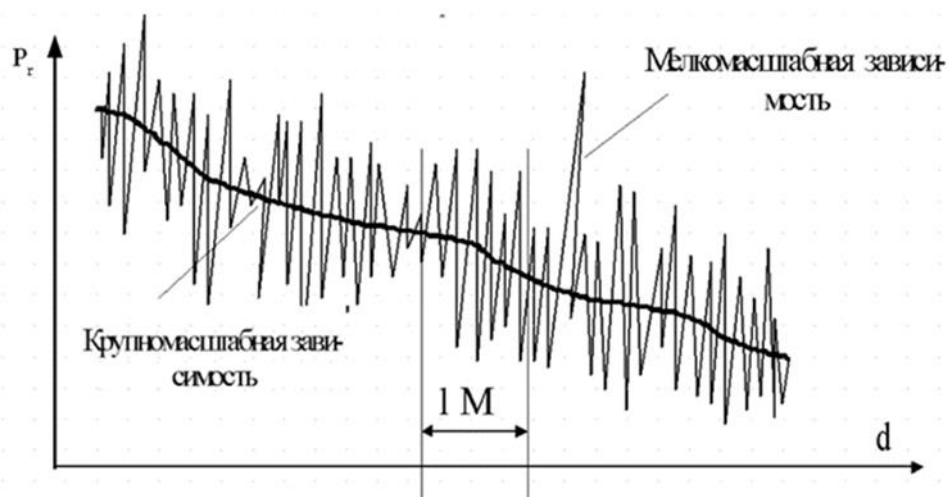


Рис. 1.4. Зависимость мощности сигнала от расстояния

1.3.1. Модель распространения в свободном пространстве

Модель распространения волн в свободном пространстве используется для расчета принятого сигнала в условиях, когда передающая и приемная антенны находятся на открытой незатененной радиолинии. Эта модель применяется для анализа радиоканалов связи через спутники и для наземных радиолиний, работающих в диапазоне сверхвысоких частот. Мощность сигнала на входе приемника P_r при распространении сигнала в свободном пространстве рассчитывается по формуле:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2}, \quad (1.1)$$

где P_t – мощность сигнала на выходе передатчика, Вт;

G_t и G_r – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн;

λ – длина волны радиосигнала, м;

d – расстояние между передатчиком и приемником, м.

Коэффициент усиления антенны определяется следующим образом:

$$G = \frac{4\pi \cdot A_{\text{э}}}{\lambda^2}, \quad (1.2)$$

где $A_{\text{э}}$ – эффективная площадь поверхности антенны, м^2 .

Длина волны связана с частотой f несущей соотношением

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (1.3)$$

где скорость света $c = 299\,792\,458$ м/с. Термином несущая определяют синусоидальный радиосигнал, в котором информация о передаваемых данных заложена в виде изменения амплитуды, частоты или фазы.

Принимаемая антенной мощность сигнала в соответствии с (1.1) убывает пропорционально квадрату расстояния d . Затухание сигнала в радиоканале PL, равное отношению сигнала на выходе передатчика к мощности сигнала на входе приемника в логарифмическом масштабе (дБ) определяется как

$$PL(d) = 10 \cdot \lg \frac{P_t}{P_r} = -10 \cdot \lg \left[\frac{G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2} \right], \text{ дБ} \quad (1.4)$$

Коэффициент усиления антенны обычно задается в дБ (в логарифмическом масштабе) по отношению к коэффициенту $G=1$ усиления изотропной антенны, которая излучает одинаковую мощность по всем направлениям в пространстве. Тогда выражение (4) можно записать в виде:

$$PL(d) = -20 \cdot \lg \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right] - G_t(\text{дБ}) - G_r(\text{дБ}) \quad (1.5)$$

Мощность сигнала на входе приемника в логарифмическом масштабе по отношению к измерительному уровню 1 мВт (записывается как дБм):

$$P_r = P_t - PL(d) \text{ дБм}, \quad (1.6)$$

где мощность сигнала на выходе передатчика P_t задана в дБм.

Предыдущие выражения верны только для дальней зоны (или зоны Фраунгофера). Граница дальней зоны определяется условием:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1.7a)$$

где D – наибольший размер антенны.

Дополнительным условием дальней зоны должно быть выполнение соотношений:

$$d_f \gg D, \quad (1.7б)$$

$$d_f \gg \lambda. \quad (1.7в)$$

На больших расстояниях при расчете мощности сигнала в точке приема можно разделить трассу распространения сигнала на 2 участка: для участка 0 – d₀ можно использовать расчет мощности сигнала для свободного пространства, а для второго участка d₀ – d модели, приведенные в следующих разделах.

1.3.2. Модель потерь на логарифмическом расстоянии

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что принимаемая мощность изменяется по логарифмическому закону в зависимости от расстояния. Этот закон выполняется как для радиолиний вне зданий, так и внутри их. В модели потерь на логарифмическом расстоянии (The log-distance path loss model) средние крупномасштабные потери (затухание сигнала) при произвольном расстоянии описываются выражением:

$$\overline{PL(d)} = \overline{PL}(d_0) + 10n \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \text{ дБ}, \quad (1.8)$$

где n – показатель степени, который показывает, с какой скоростью возрастают потери мощности сигнала от расстояния,

d₀ – расстояние от передатчика до границы первого участка трассы,

d – расстояние между передатчиком и приемником.

Черта в (8) означает среднее из возможных значений потерь для данного расстояния d. Показатель n зависит от конкретных параметров среды распространения.

Табл. 1.6. Показатель n затухания для различных условий распространения радиоволн

Среда	Показатель n
Свободное пространство	2
Сотовая связь в городе	2.7 - 3.5
Сотовая связь в городе в радиотени	3 - 5
В зданиях при прямой видимости	1.6 - 1.8
Препятствия, загромождения в зданиях	4 - 6

В сотовой связи с большими зонами действия в качестве величины d_0 обычно используется расстояние 1 км, в микросотовых системах 100 м и в пикосотовых системах 10 м. Это расстояние должно соответствовать дальней зоне антенны для исключения эффектов ближнего поля. Затухание сигнала на расстоянии d_0 рассчитывается с помощью формулы распространения в свободном пространстве (4) или задается мощностью сигнала, измеренной на этом расстоянии.

Табл. 1.7. Типы сот

Тип соты (cell type)	Типовой радиус соты	Типовое расположение антенны базовой станции
Макросота (macro-cell)	1 км – 30 км	Устанавливается выше среднего уровня крыш, высота окружающих базовую станцию зданий ниже высоты установки антенны.
Малая макросота	0.5 км – 3 км	Устанавливается выше среднего уровня крыш, высота некоторых окружающих базовую станцию зданий выше высоты установки антенны.
Микросота (micro-cell)	до 1 км	Устанавливается ниже среднего уровня крыш.
Пикосота (pico-cell)	до 500 м	Устанавливается ниже уровня крыш или внутри помещения.

1.3.3. Логарифмически-нормальная модель

Уравнение (1.8) не учитывает того, что параметры среды могут быстро изменяться между измерениями. Случайный характер мощности сигнала на входе приемника учтен в логарифмически-нормальной модели (log-normal shadowing model). Измерения показали, что величина затухания мощности в радиоканале описывается логарифмически-нормальным законом (логарифм случайной величины имеет нормальное распределение):

$$PL(d) = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_0) + 10 \cdot n \cdot \lg \frac{d}{d_0} + X_\sigma \text{ дБ}, \quad (1.9)$$

где X_σ – случайная величина, имеющая нормальный закон распределения с нулевым средним значением и стандартным отклонением σ дБ.

Данные формулы могут быть использованы для расчета поля в реальных системах связи при наличии случайных ослабляющих сигнал факторов. На практике величины n и σ обычно определяются из экспериментальных исследований.

1.3.4. Модели затухания сигнала для сотовых систем 2G

Модель Nata-Okumura [1], построенная на базе экспериментальных данных, может быть использована для расчета затухания сигнала в условиях города для диапазона частот 900 МГц (band 8):

$$PL(d) = 69,55 + 26,16 \cdot \lg(f_c) - 13,82 \cdot \lg(h_{te}) - a(h_{re}) + (44,9 - 6,55 \cdot \lg(h_{te})) \cdot \lg(d) \quad \text{дБ}, \quad (1.10)$$

где f_c – частота сигнала в МГц от 150 до 1500 МГц,

h_{te} – эффективная высота базовой антенны в метрах (от 30 до 200 м),

h_{re} – эффективная высота мобильной антенны в метрах (от 1 до 10 м),

d – расстояние от передатчика до приемника, км (от 1 до 20 км),

$a(h_{re})$ – корректирующий фактор для эффективной высоты мобильной антенны, который является функцией величины зоны обслуживания.

Для небольших и среднего размера населенных пунктов:

$$a(h_{re}) = (1,10 \cdot \lg(f_c) - 0,7) \cdot h_{re} - (1,56 \cdot \lg(f_c) - 0,8) \quad (1.11)$$

Для крупных городов:

$$a(h_{re}) = 3,2 \cdot (\lg(11,75 \cdot h_{re}))^2 - 4,97 \quad \text{дБ (для } f_c > 400 \text{ МГц)} \quad (1.12)$$

Для пригородных районов основная формула (10) модифицируется следующим образом:

$$PL(d) = 69,55 + 26,16 \cdot \lg(f_c) - 13,82 \cdot \lg(h_{te}) - a(h_{re}) + \\ + (44,9 - 6,55 \cdot \lg(h_{te})) \cdot \lg(d) - 2 \cdot \left[\lg \left(\frac{f_c}{28} \right) \right]^2 - 5,4 \quad \text{дБ} \quad (1.13)$$

Для открытой местности затухание сигнала будет:

$$PL(d) = 69,55 + 26,16 \cdot \lg(f_c) - 13,82 \cdot \lg(h_{te}) - a(h_{re}) + \\ + (44,9 - 6,55 \cdot \lg(h_{te})) \cdot \lg(d) - 4,78 \cdot [\lg(f_c)]^2 - \\ - 18,33 \cdot \lg(f_c) - 40,98 \quad \text{дБ} \quad (1.14)$$

Для частотного диапазона 1800 МГц (band 3) Европейская ассоциация EURO-COST (European cooperation in science and technology) предложила новую версию модели COST-Hata-Model, верную для частот до 2 ГГц. Формула для расчета затухания сигнала в условиях города записывается следующим образом [2]:

$$PL(d) = 46,3 + 33,9 \cdot \lg(f_c) - 13,82 \cdot \lg(h_{te}) - a(h_{re}) + \\ + (44,9 - 6,55 \cdot \lg(h_{te})) \cdot \lg(d) + C_m \quad \text{дБ}, \quad (1.15)$$

где $a(h_{re})$ определяется формулой (11),

$C_m = 0$ дБ для городов средних размеров и пригородов со средней плотностью деревьев,

$C_m = 3$ дБ для крупных городов.

Допустимые границы параметров в (15):

f_c : 1500...2000 МГц,

h_{te} : 30...200 м,

h_{re} : 1...10 м,

d : 1..20 км.

Применение модели COST-Hata ограничено большими и малыми макросотами при высоте антенны базовой станции, расположенной над уровнями рядом расположенных крыш (см. табл. 1.7). Эти формулы нельзя использовать для микросот.

1.3.5. Модели затухания сигнала для сотовых систем 3G

Для оценки затухания сигнала в сотовых сетях 3G используются модели Международного союза электросвязи - рекомендация ITU M.1225 [3]. В этой рекомендации определены 3 типа тестовых сред (test environment):

- Тестовая среда внутри офисного помещения (indoor office test environment), эта среда характеризуется небольшими размерами и низкой мощностью передачи. И базовые станции, и устройства пользователей расположены в помещении. Затухание сигнала варьируется из-за рассеяния и ослабления на стенах, полах и металлических конструкциях, таких как перегородки и шкафы. Эти объекты также создают эффекты затенения. Можно ожидать стандартное отклонение логарифмически нормального стандартного отклонения затухания на уровне 12 дБ.
- Тестовая среда передачи сигнала от базовой станции, расположенной вне помещений, к пользователям в помещениях или в пешеходных зонах (outdoor to indoor and pedestrian test environment). Логарифмически нормальный закон затухания со стандартным отклонением 10 дБ является приемлемым для улицы и 12 дБ для помещения. Потери на проникновение в здание составляют в среднем 12 дБ со стандартным отклонением 8 дБ.
- Тестовая среда для транспортных средств (Vehicular test environment).

Модель потерь на трассе внутри помещения (в логарифмическом масштабе, дБ) представлена в следующей упрощенной форме, которая получена из модели COST внутри помещения:

$$PL(d) = 37 + 30 \lg(d) + 18.3n^{\left(\frac{n+2}{n+1}-0.46\right)} \text{ дБ}, \quad (1.16)$$

где:

d – расстояние между передатчиком и приемником (м),

n – количество этажей на пути.

К величине потерь в (1.16) нужно добавить случайную величину, имеющую нормальный закон распределения и стандартное отклонение на уровне 12 дБ.

Модель потерь для пешеходной среды:

$$PL(d) = 40 \lg(d) + 30 \lg(f) + 49 \text{ дБ}, \quad (1.17)$$

где:

d – расстояние от базовой станции (BTS) до мобильной станции (MS) в км,

f – частота сигнала в МГц (не должна отклоняться далеко от 2 ГГц).

Эта модель действительна только для случая отсутствия прямой видимости (NLOS) от базовой станции до мобильной станции и описывает затухание для худшего случая. К величине потерь в (1.17) нужно добавить случайную величину, имеющую нормальный закон распределения и стандартное отклонение 10 дБ для пешеходов и 12 дБ для пользователей внутри помещений.

Модель потерь для транспортных средств:

$$PL(d) = 40(1 - 4 \cdot 10^{-3} \cdot h_{te}) \lg(d) - 18 \lg(h_{te}) + 21 \cdot \lg(f_c) + 80 \text{ дБ}, \quad (1.18)$$

где:

d – расстояние от базовой станции до терминала пользователя в км,

f_c – частота сигнала в МГц (не должна отклоняться далеко от 2 ГГц),

h_{te} – высота антенны BTS в метрах, измеренная от среднего уровня крыши (15 м - общая рекомендация).

Модель транспортного средства предполагает наихудший путь NLOS и логарифмически нормальное затухание со стандартным отклонением 10 дБ как для городской, так и для пригородной зоны.

1.3.6. Модели затухания сигнала для сотовых систем 4G

В связи с использованием методов передачи MIMO (multiple input multiple output) с пространственным разделением каналов, а также методов формирования диаграммы направленности антенн (beamforming) в методологии оценки систем 4G применяются трехмерные модели канала [4, 5].

На рис. 1.5 приведены определение 3D расстояний от базовой станции до терминала пешехода и пользователя в помещении.

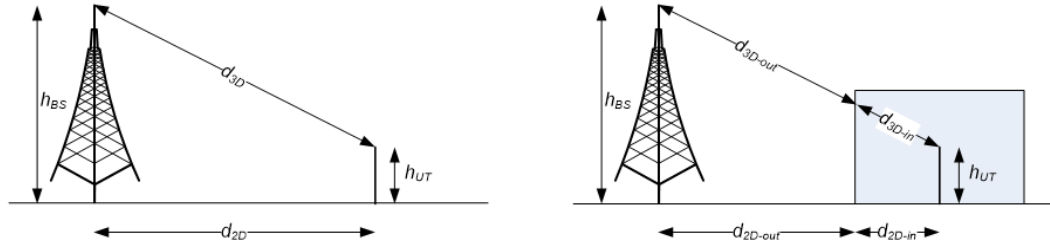


Рис. 1.5. Определение расстояний для терминала пешехода и пользователя в помещении

$$d_{3D-out} + d_{3D-in} = \sqrt{(d_{2D-out} + d_{2D-in})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2} \quad (1.19)$$

Типичными сценариями использования 4G являются городские макросота (3D-UMa) и микросота (3D-UMi) с базовыми станциями, расположенными вне помещений. При этом в макросоте базовая станция расположена выше окружающих зданий, а в микросоте – ниже. Для каждого сценария рассматриваются 2 случая: прямая видимость (line-of-sight LOS) и отсутствие прямой видимости между базовой станцией и терминалом пользователя (NLOS).

Затухание сигнала для микросоты 3D-UMi LOS имеет вид:

$$PL_{3D-UMi-LOS} = 22.0 \lg(d_{3D}) + 28.0 + 20 \lg(f_c) \text{ дБ}, \quad (1.20)$$

где расстояние d_{3D} измеряется в метрах, частота сигнала f_c – в ГГц.

Формула (1.20) справедлива при условии $10 \text{ м} < d_{2D} < d'_{BP}$, где расстояние до точки разрыва (break point distance) $d'_{BP} = 4 h'_{BS} h'_{UT} f_c / c$, здесь f_c – частота сигнала в Гц, $c = 3.0 \times 10^8 \text{ м/с}$ – скорость распространения в свободном пространстве, h'_{BS} и h'_{UT} – эффективные высоты антенн базовой станции (BS) и терминала пользователя (UT). В сценарии 3D-UMi эффективные высоты антенн h'_{BS} и h'_{UT} вычисляются следующим образом: $h'_{BS} = h_{BS} - 1.0 \text{ м}$, $h'_{UT} = h_{UT} - 1.0 \text{ м}$, где h_{BS} и h_{UT} – действительные высоты антенн (эффективная высота окружения 1.0 м). Типовое значение $h_{BS} = 10 \text{ м}$, а терминал пользователя может находиться на высоте в диапазоне $1.5 \text{ м} \leq h_{UT} \leq 22.5 \text{ м}$. В случае, если расстояние d_{2D} находится в

диапазоне $d'_{BP} < d_{2D} < 5000$ м, тогда затухание сигнала рассчитывается по формуле:

$$PL_{3D-UMi-LOS} = 40\lg(d_{3D}) + 28.0 + 20\lg(f_c) - 9\lg((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2) \text{ дБ}, \quad (1.21)$$

где расстояние d_{3D} измеряется в метрах, частота сигнала f_c в ГГц.

Затухание сигнала для микросоты 3D-UMi для случая NLOS имеет вид:

$$PL_{3D-UMi-NLOS} = 36.7\lg(d_{3D}) + 22.7 + 26\lg(f_c) - 0.3(h_{UT} - 1.5) \text{ дБ}, \quad (1.22)$$

где расстояние d_{3D} измеряется в метрах, частота сигнала f_c – в ГГц. Формула (1.22) справедлива при условии $10 \text{ м} < d_{2D} < 2000 \text{ м}$, типовом значении $h_{BS} = 10 \text{ м}$, и $1.5 \text{ м} \leq h_{UT} \leq 22.5 \text{ м}$.

Для учета мелкомасштабных замираний сигнала к величине потерь в (20 - 22) нужно добавить случайную величину, имеющую нормальный закон распределения и стандартное отклонение 3 дБ для LOS и 4 дБ для NLOS.

Затухание сигнала для макросоты 3D-UMa и случая LOS совпадает с затуханием, определенным для 3D-UMi-LOS в формулах (1.20) и (1.21).

Для случая отсутствия прямой видимости расчет затухания сигнала в 3D-UMa учитывает характеристики городской среды:

$$PL_{3D-UMa-NLOS} = 161.04 - 7.1 \lg(W) + 7.5 \lg(h) - (24.37 - 3.7(h/h_{BS})^2) \lg(h_{BS}) + (43.42 - 3.1 \lg(h_{BS})) (\lg(d_{3D}) - 3) + 20 \lg(f_c) - (3.2 (\lg(17.625))^2 - 4.97) - 0.6(h_{UT} - 1.5) \text{ дБ}, \quad (1.23)$$

где расстояние d_{3D} измеряется в метрах, частота сигнала f_c – в ГГц, h – средняя высота зданий в диапазоне $5 \text{ м} < h < 50 \text{ м}$, типовое значение $h = 20 \text{ м}$,

W – ширина улицы в диапазоне $5 \text{ м} < W < 50 \text{ м}$, типовое значение $W = 20 \text{ м}$,

типовое значение $h_{BS} = 25 \text{ м}$ и $10 \text{ м} < h_{BS} < 150 \text{ м}$,

$1.5 \text{ м} \leq h_{UT} \leq 22.5 \text{ м}$,

Формула (1.23) справедлива при условии $10 \text{ м} < d_{2D} < 5\,000 \text{ м}$.

Для учета мелкомасштабных замираний сигнала к величине потерь нужно добавить случайную величину, имеющую нормальный закон распределения и стандартное отклонение 4 дБ для LOS и 6 дБ для NLOS.

В случае, если терминал пользователя находится внутри помещения, то необходимо учесть дополнительные потери, связанные с затуханием сигнала в стенах здания:

$$PL = PL_b + PL_{tw} + PL_{in} \text{ дБ}, \quad (1.24)$$

где затухание сигнала в городской среде

$$PL_b = PL_{3D-UMi} (d_{3D-out} + d_{3D-in}) \text{ для микросоты или}$$

$$PL_b = PL_{3D-UMa} (d_{3D-out} + d_{3D-in}) \text{ для макросоты,}$$

затухание сигнала в стенах $PL_{tw} = 20 \text{ дБ}$,

затухание сигнала внутри помещения $PL_{in} = 0.5d_{2D-in} \text{ дБ}$,
 $0 \text{ м} < d_{2D-in} < 25 \text{ м}$.

Высоту расположения терминала пользователя можно оценить по формуле:

$$h_{UT} = 3(n_{fl} - 1) + 1.5 \text{ м, где } n_{fl} - \text{номер этажа здания, } n_{fl} = 1, 2, \dots, 8.$$

Формула (1.24) справедлива при условии $10 \text{ м} < d_{2D-out} + d_{2D-in} < 1000 \text{ м}$.

1.3.7. Модели затухания сигнала для сетей WiFi

Приведенные ниже описания основаны на моделях каналов [6, 7], которые были разработаны рабочими группами TGn и TGac IEEE802.11 для имитации физического уровня IEEE 802.11n и IEEE 802.11ac, подходящих для описания принятого сигнала после его распространения в типичных помещениях.

Для помещений потери на трассе различаются на близком расстоянии 5–10 метров по сравнению с большими расстояниями. Для коротких расстояний применяется модель распространения в свободном пространстве. На больших расстояниях отражения от окружающих стен и мебели обычно приводят к более резкому затуханию мощности сигнала

на входе приемника. Затухание сигнала можно смоделировать следующим образом:

$$PL(d) = PL_{FS}(d) + x \text{ дБ, при } d \leq d_{BP}$$
$$PL(d) = PL_{FS}(d_{BP}) + 3.5 * 10 \log_{10}(d/d_{BP}) + x \text{ дБ, при } d > d_{BP}, \quad (1.25)$$

где d – расстояние между передатчиком и приемником в метрах,

$PL_{FS}(d)$ – затухание сигнала в свободном пространстве (см. формулу (5)),

d_{BP} – расстояние до точки разрыва (breakpoint distance), которое зависит от типа помещения (см. табл. 1.8),

x – случайная величина, имеющая нормальный закон распределения с нулевым средним значением и стандартным отклонением σ (в дБ).

Обратите внимание, что значение σ различается до и после точки разрыва, и что расстояние до этой точки обычно считается границей для условий прямой видимости (LOS).

Модель может быть использована как для частотных диапазонов 2.4 ГГц, так и для 5 ГГц, поскольку при разработке модели использовались экспериментальные данные и опубликованные результаты для обоих диапазонов.

В табл. 1.8 приведены параметры 6 моделей, соответствующих различным сценариям расположения сети.

- Модель А: это идеальная модель, которая не имеет соответствующего сценария реального использования, обычно используется только для теоретических исследований.
- Модель В: сеть малого размера (домашний сценарий), располагается в комнате и между комнатами.
- Модель С: сценарии малого и среднего размера сети, обычно используется в больших жилых комнатах или небольших общественных местах, таких как конференц-залы, учебные классы и т. д.
- Модель D: используется в обычных офисных сценариях, таких как определенный этаж офисного здания, большой конференц-зал,

офисная зона с отделениями и т. д., что является типичным коммерческим сценарием.

- Модель Е: крупномасштабные офисные сети в торговых центрах, многоэтажных офисных зданиях и небольших кампусах.
- Модель F: крупномасштабные внутренние и наружные сети в промышленных районах, городских площадях и т. д.

Табл. 1.8 Параметры моделей

Модель помещения	d_{BP} (м)	ст. отклонение σ дБ до d_{BP} (LOS)	ст. отклонение σ дБ после d_{BP} (NLOS)
A	5	3	4
B	5	3	4
C	5	3	5
D	10	3	5
E	20	3	6
F	30	3	6

1.4. Скорость и задержки передачи данных в сотовых сетях

Запрос пользователей на увеличение скорости передачи данных является одним из основных движущих факторов создания новых поколений сотовых систем связи. Каждое поколение сотовых сетей предлагает на порядок более высокие скорости передачи. Однако кроме стандарта, реальная производительность каждой сети будет зависеть от провайдера, конфигурации сети, количества активных пользователей в данной соте, свойств радиолинии в конкретном месте, используемого устройства, а также многих других факторов. Нет никаких гарантий скорости передачи данных в реальных средах, типовая скорость передачи данных может существенно (более чем на порядок) отличаться от расчетной максимальной скорости, достижимой только при идеальных условиях (см. табл. 1.9).

Табл. 1.9. Скорости передачи данных

Поколение	Технология	Максимальная скорость загрузки	Типовая скорость загрузки
2G	GPRS	0.1Мбит/с	<0.1Мбит/с
	EDGE	0.3Мбит/с	0.1Мбит/с
3G	3G (Basic)	0.3Мбит/с	0.1Мбит/с
	HSPA	7.2Мбит/с	1.5Мбит/с
	HSPA+	21Мбит/с	4Мбит/с
	DC-HSPA+	42Мбит/с	8Мбит/с
4G	LTE Category 4	150Мбит/с	15Мбит/с
4G+	LTE-Advanced Cat6	300Мбит/с	30Мбит/с
	LTE-Advanced Cat9	450Мбит/с	45Мбит/с
	LTE-Advanced Cat12	600Мбит/с	60Мбит/с
	LTE-Advanced Cat16	979Мбит/с	90Мбит/с
5G	5G	1-10Гбит/с	150-200Мбит/с

Фактическая производительность любой сети сильно варьируется. Приложения для смартфонов должны адаптироваться к постоянно меняющимся условиям внутри сети: пропускной способности, задержке и даже доступности радиосоединения. Когда пользователь находится в пути, весьма вероятно, что его смартфон может переключаться между несколькими поколениями сетей (LTE, HSPA+, HSPA, EV-DO и даже GPRS Edge) в зависимости от доступного покрытия и мощности сигнала. Кроме того, необходимо учесть, что устройство, которое пользователь держит в руках, также должно иметь возможность использовать преимущества развернутой радиоинфраструктуры. Оператор может развернуть новейшую инфраструктуру LTE, но устройство, предназначенное для более ранней версии, может просто не иметь возможности воспользоваться ею, и наоборот. Чтобы получить максимальную производительность от любой сети, устройство должно соответствовать указанным требованиям категории пользовательского оборудования (UE) для каждого типа сети. Так, например, для достижения высокой скорости в сетях 4G устройство пользователя должно содержать 4x или 8x MIMO для соответствия требованиям категорий выше 6.

Возможности мобильных устройств ограничены емкостью батареи и требованием высокой эффективности сети, обслуживающей большое число активных пользователей в соте. На практике необходимо соблюдать баланс между поддержанием активности радиостанции терминала пользователя для обслуживания интерактивного трафика с малой задержкой и циклическим переходом в режим пониженного энергопотребления, чтобы обеспечить приемлемое время работы батареи. Контроллер радиоресурсов (RRC) берет на себя полную ответственность за планирование того, кто когда говорит, выделенную полосу пропускания, используемую мощность сигнала и дюжину других переменных. Управление RRC осуществляется сетью. В 4G реализация логики RRC была перенесена непосредственно на обслуживающую

базовую станцию (eNodeB) для повышения производительности и уменьшения задержки координации.

Устройство пользователя может находиться в состоянии простоя (idle), и в этом случае оно только прослушивает ширококвещательные сообщения канала управления, такие как пейджинговые уведомления о входящем трафике, либо в состоянии подключено (connected), и в этом случае устройство либо передает данные, либо ждет данные, а сеть имеет установленный контекст и назначение ресурсов для клиента. В состоянии простоя устройство не может отправлять или получать данные. Для этого оно должно сначала синхронизироваться с сетью, прослушивая сетевые ширококвещательные передачи, а затем отправить запрос на RRC для перехода в состояние «подключено». Для установления этого согласования может потребоваться несколько передач сообщений между устройством и узлом. Спецификация LTE выделяет целевое время в 100 миллисекунд или меньше для этого перехода состояния. В LTE-Advanced целевое время было дополнительно сокращено до 50 миллисекунд.

Предположим, что пользователь уже прошел аутентификацию в сети 4G, а мобильное устройство не используется. Затем пользователь вводит URL-адрес и нажимает «Перейти». Что произойдет дальше? Во-первых, поскольку телефон находится в состоянии простоя, радиостанция пользователя должна синхронизироваться с ближайшей базовой станцией и отправить запрос на установление нового радиоконтекста (рис.1.6, шаг 1). Как только радиоконтекст установлен, устройство получает назначение ресурсов от базовой станции и может передавать данные (шаг 2) с заданной скоростью и мощностью сигнала. Время для передачи пакета данных с радиостанции пользователя на вышку называется «односторонняя задержка на уровне пользователя» и занимает до пяти миллисекунд для сетей 4G. Следовательно, первый пакет подвергается гораздо большей задержке из-за необходимости выполнения перехода состояния RRC, но пакеты, следующие сразу за ним, имеют только одностороннюю задержку. Далее пакеты должны пройти через базовую сеть (core network) — через обслуживающий шлюз

SGW к шлюзу пакетов PGW (этап 3) и выйти в общедоступный Интернет (этап 4). Базовая сеть содержит также объект управления мобильностью (MME) и функцию политики и правил начисления платы (PCRF). К сожалению, стандарты 4G не гарантируют задержку на этом пути, и, следовательно, эта задержка будет варьироваться от оператора к оператору. Типовые величины задержек приведены в табл. 1.10. Следует учитывать также переменную задержку между шлюзом пакетов оператора и адресом назначения в общедоступном Интернете.

Пакеты буферизуются PGW, SGW и базовой станцией (eNodeB) на каждом этапе до тех пор, пока они не смогут быть маршрутизированы на устройство. На практике это приводит к заметной флуктуации задержки (jitter) во времени прибытия пакетов, при этом первый пакет подвергается наибольшим задержкам из-за согласования на уровне управления.

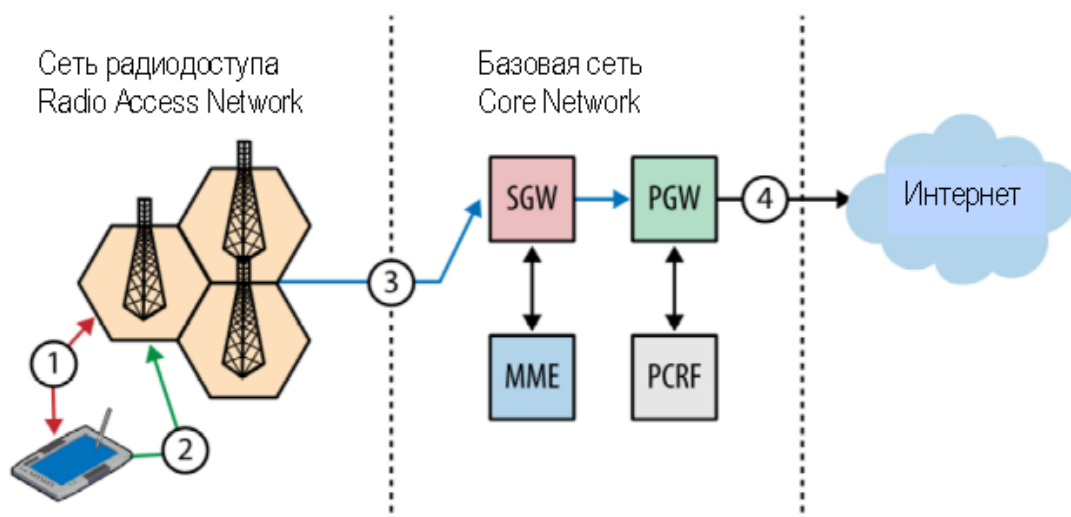


Рис. 1.6. Задержки передачи в LTE

Табл. 1.10. Типовые задержки

Поколение	Типовая задержка
2G	500ms
3G	100ms
4G	50ms
5G	1ms (расчетная)

1.5. Программа Network Cell Info

1.5.1. Основные характеристики программы

Программа является универсальным инструментом для получения информации о сигналах сотовой сети (только для Android-устройств). [Network Cell Info Lite](#) доступна на Google Play Store.

Network Cell Info — это инструмент, который отслеживает и измеряет покрытие сотовой сети. (4G +, LTE, CDMA, WCDMA, GSM). Также доступна статистика покрытия Wi-Fi.

Основные характеристики:

- Мониторинг сигналов сотовой связи и Wi-Fi в режиме, близком к реальному (в течение 1 секунды).
- Поддержка GSM, CDMA, UMTS (WCDMA), IWLAN, LTE, LTE +
- Поддержка двух SIM-карт.
- Измеритель мощности сигнала как для сотовой сети, так и WiFi.
- Визуальное представление местоположений базовых станций на карте с использованием службы определения местоположения Mozilla (MLS).
- Динамическое раскрашивание маршрута в зависимости от силы сигнала, включая маркеры на карте с информацией о местоположении и сигнале.
- Журналы и измерения сотовых сигналов.
- Настройки параметров измерения (минимальное расстояние, минимальная точность, датчик движения и т.д.)
- Экспорт измерений в базы данных в форматах KML 2.2, MLS Geosubmit v.2, CLF v.3, OpenCellID csv, CMWF

Official app site: <https://m2catalyst.com/apps/network-cell-info>

Network Cell Info Lite (Play Store):

<https://play.google.com/store/apps/details?id=com.wilysis.cellinfoLite>

Manual: <https://m2catalyst.com/apps/network-cell-info/manual>

1.5.2. Краткое руководство пользователя

Вкладка Датчики (Gauge)

Это начальная вкладка, показывающая основной уровень сетевого сигнала и информацию для обслуживающей соты, а также соседних сот. Верхний индикатор «Обслуживающая сота» показывает мощность сигнала базовой станции, к которой вы в данный момент подключены. Другие датчики «Соседи #x» — это уровни сигнала соседних сот, на которые вы, скорее всего, переключитесь, если вы переедете или если так решит сеть. Кроме того, на этой вкладке представлена информация о WiFi и второй SIM-карте телефонов с двумя SIM-картами (Android 5+) (если она включена в настройках приложения). На рисунке желтыми цифрами обозначены:

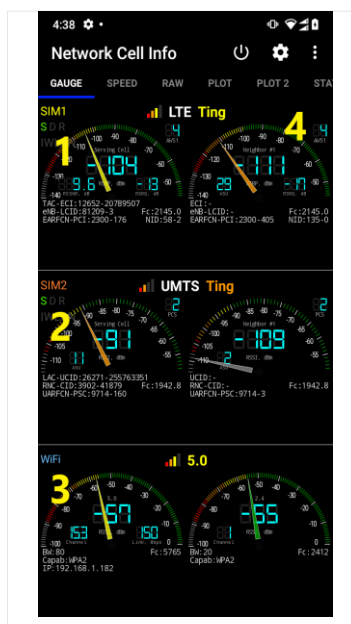


1. Заккрытие приложения, настройки приложения и кнопка переполнения для обратной связи и т.д.
2. Доступные вкладки (функции).
3. Уровень сигнала, тип беспроводной сети и имя сетевого провайдера.
4. SDR: статус услуги, мобильные данные и индикация включения/выключения роуминга
5. Датчик уровня сигнала и качество.
6. Детали идентификации обслуживающей соты.
7. Датчики соседних сот, информация о диапазоне.
8. Нажав на отдельный датчик, вы можете отключить его (ускорение процессора).
9. Информация о сигналах WiFi

Примечание. Если в каком-либо поле отображается «-» или оно пустое, это означает, что устройство/Android не предоставляет эту информацию.

Вы можете найти все аббревиатуры в настройках приложения/о программе/Часто задаваемые вопросы.

Для смартфонов с двумя SIM-картами вкладка имеет вид:

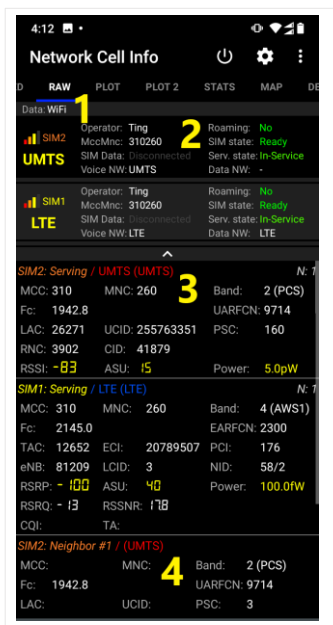


1. Информация о соте SIM1
2. Информация о соте SIM2 (для телефонов с двумя SIM-картами и Android версии > 5).
3. Информация о сети Wi-Fi
4. Информация о частотном диапазоне (band) (только для Android 7)

Примечание. Вы можете щелкнуть любой индикатор, чтобы отключить его для экономии ресурсов процессора.

Вкладка Необработанный (Raw)

Вкладка Raw предоставляет подробную информацию о беспроводном соединении.

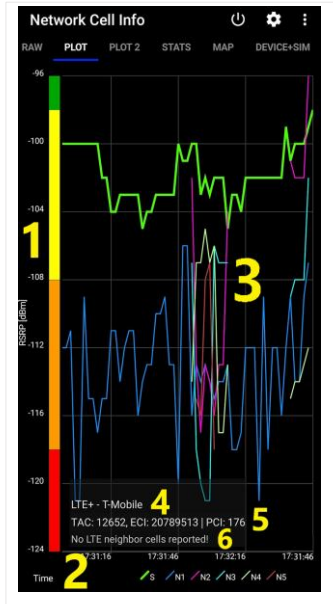


1. «Data:» показывает, используются ли мобильные данные или данные Wi-Fi.
2. В этой строке отображается информация о текущем соединении и статусе
3. В этой строке показано состояние соединения с обслуживающей сотой.
4. Эта и последующие строки показывают состояние соседних сот.

Примечание. Если в каком-либо поле отображается «-» или оно пустое, это означает, что устройство/Android не предоставляет эту информацию.

Вкладка график (Plot)

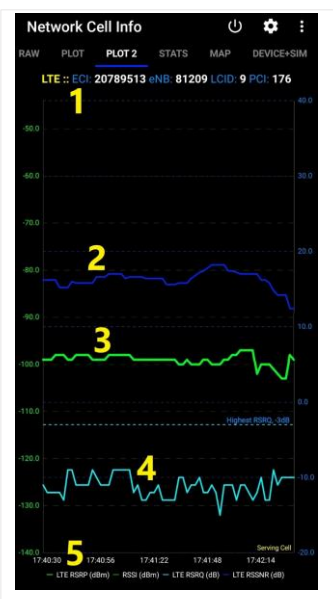
На этой вкладке показано изменение уровней сигнала обслуживающих и соседних сот с течением времени, что позволяет лучше исследовать качество сети, особенно при перемещении.



1. Ось Y: уровень сигнала в дБм.
2. Легенды (цвета) графиков для обслуживающих (S) и соседних (N#) сот.
3. Графики мощности сигнала как функции времени.
4. Тип беспроводной сети и имя сетевого провайдера.
5. Детали обслуживающей соты.
6. Детали соседней соты.

Вкладка График 2 (Plot 2)

На этой вкладке отображается зависимость уровня/качества сигнала от времени, и она больше подходит для беспроводной системы LTE.

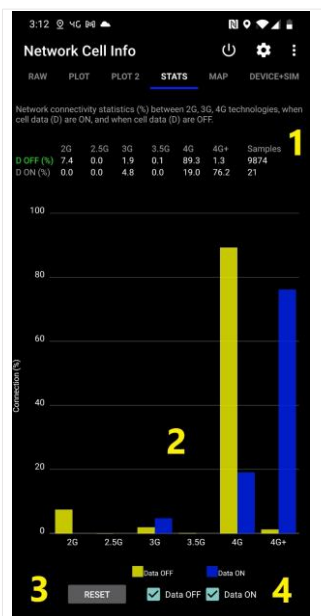


1. Тип беспроводной сети, сведения об обслуживающей соте.
2. LTE RSSNR с течением времени
3. LTE RSRP с течением времени
4. LTE RSRQ с течением времени
5. Время и легенды графиков.

Примечание. Вы можете щелкнуть точку на графике, и она покажет значение по оси Y.

Вкладка Статистика (Stats)

Эта вкладка предоставляет важную информацию о надежности и покрытии вашей сети. Например, у вас может быть тарифный план 4G, но сеть большую часть времени подключает вас к беспроводной сети 2G или 3G.



1. Статистика подключения по каждой из технологий 2G, 2.5G, 3G, 3.5G, 4G или 4G+, когда сотовые данные включены или выключены, а также подсчитанное количество выборок.

2. Гистограмма.

3. Кнопка сброса для сброса счетчиков статистики.

4. Флажки для управления гистограммой.

Вкладка Карта (Map)

На этой вкладке выполняются измерения, а также предоставляется визуальное местоположение и информация о соте.



1. Заккрытие приложения, настройки приложения и кнопка для обратной связи и т.д.

2. Тип беспроводной сети и имя сетевого провайдера. 3. Отображение индикатора соты вместе с информацией о соте.

4. Индикатор соты соседа № 1 вместе с информацией о соте.

5. Текущее местоположение Широта, Долгота, с точностью местоположения в метрах.

6. Количество измерений и местоположений сот с настройками расстояния и точности.

7. Скорость в км/ч или милях в час (из настроек).

8. Текущее местоположение.

9. Расположение обслуживающей базовой станции, а не местонахождение башни (маркер имеет соответствующую информацию)

Примечание: программа показывает не расположение вышек, а указания на расположение сот из базы данных Mozilla MLS.

a. Проведенные измерения (маркеры также имеют соответствующую информацию, а соединительная линия соответствует уровню сигнала)

b. Очистить маркеры и линии измерения.

c. Полностью очистить карту.

d. Сохранить файлы журнала (сохранить базу данных в хранилище устройства)

e. Начать/приостановить обновления.

f. Заблокировать (разблокировать) курсор в центре.

g. Включает слои Best Signal Finder.

h. Приблизить.

i. Отдалить.

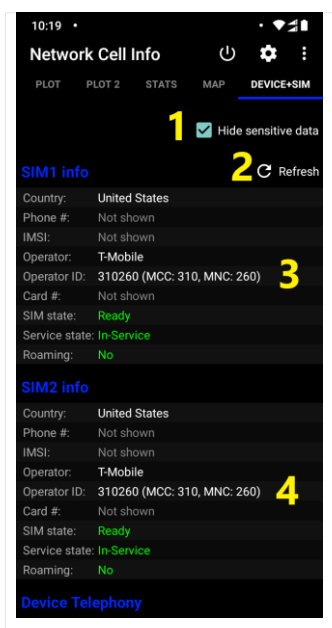
j. Переместить центр карты в место расположения пользователя

k. Маркер местоположения.

Примечание: карта ориентирована на север. Изначально компас не виден. Вы можете изменить ориентацию, «повернув» карту пальцами, и компас появится в верхнем левом углу.

Вкладка УСТРОЙСТВО+SIM

На этой вкладке представлена информация о SIM-картах и устройстве.



1. Скрыть конфиденциальные данные от отображения (если вы хотите сделать снимок экрана).

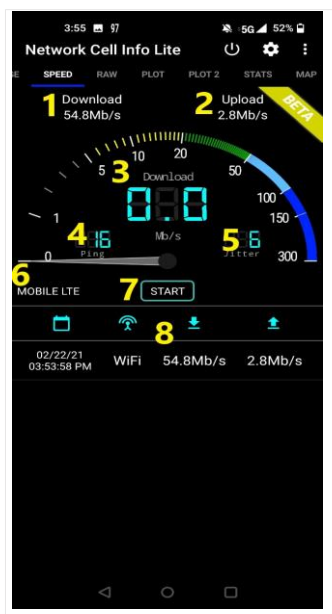
2. Обновить данные вкладки.

3. Информация о SIM1

4. Информация о SIM2 (для телефонов с двумя SIM-картами и Android > 5).

Вкладка Скорость (Speedtest)

Вкладка предоставляет возможность проверить скорость передачи данных.



1. Скорость загрузки показывает, насколько быстро ваше устройство загружает данные с сервера (измеряется в мегабитах в секунду - Mb/c).

2. Скорость загрузки показывает, насколько быстро ваше устройство может отправлять данные (измеряется в мегабитах в секунду - Mb/c).

3. Цифры отображают переменную скорость загрузки во время теста скорости.

4. Ping измеряет время реакции вашего соединения. Число, измеряемое в миллисекундах, показывает, с какой задержкой вы получаете ответ после отправки запроса.

5. Jitter измеряет вариацию задержки с течением времени.

6. Датчик показывает переменную скорость загрузки и выгрузки во время теста скорости.

7. Нажатие кнопки запуска инициирует начало теста скорости.

8. Панель управления Speedtest показывает дату и время последнего теста, тип подключения и результаты теста.

1.6. Самостоятельная работа

1.6.1. Подготовка к работе

- 1) Установить программное обеспечение Network Cell Info Lite.
- 2) Изучить руководство пользователя.

1.6.2. Порядок выполнения работы

При помощи программы Network Cell Info Lite для каждого режима работы сети 2G, 3G, 4G и WiFi выполнить следующие измерения по пунктам 1 – 4. Переключение режима работы сети осуществляется в настройках телефона, например, Настройки/SIM-карты и мобильные сети/SIM-карта (для которой выбирается режим)/Предпочтительный тип сети/Только 2G или Предпочтительно 3G или Предпочтительно 4G. Изменить режим работы можно также через меню программы Network Cell Info Lite: Настройки/Общие/Настройки системной сети.

- 1) Измерить мощность принимаемого сигнала (RSRP для 4G или RSSI для 3G, 2G, WiFi) в 3 местах (в пределах помещения или в диапазоне 10 метров на улице). Программа Network Cell Info Lite, начиная с версии v.6.1.32, имеет большой интервал усреднения ~ 10 секунд при измерении мощности сигнала. Записывать результаты измерения нужно после завершения интервала усреднения.
- 2) Записать результаты оценки статистики подключения к сети между 2G, 3G, 4G для контроля включения соответствующего режима работы сети. После переключения режима 2G, 3G, 4G нужно нажать кнопку Сброс на вкладке Статистика. Проверить установку

нужного режима и отсутствие переключения режима работы под управлением базовой станции сети: 100% подключения должно соответствовать выбранному режиму работы.

- 3) Измерить расстояние до базовой станции по карте. Определить местоположение базовой станции и телефона на вкладке Карта. Измерить расстояние можно, например, при помощи Яндекс карты.
- 4) Измерить скорость передачи данных, задержку (ping) и вариацию задержки (jitter) для одного места измерения мощности сигнала 5 раз с интервалом 2 минуты. При включении WiFi в телефоне программа Network Cell Info Lite автоматически переключает измерение скорости передачи на эту сеть.

1.6.3. Обработка результатов

- 1) Рассчитать ожидаемую мощность сигнала по применимым моделям для 2G, 3G, 4G при следующих параметрах:
 - Частота сигнала определяется как середина используемого в эксперименте диапазона частот Downlink.
 - Мощность передатчика базовой станции сотовой сети 43 дБм.
 - Коэффициент усиления антенны базовой станции 15 дБ, сотового телефона 0 дБ.
 - При отсутствии возможности оценить высоту установки антенны базовой станции использовать типовое значение для макросоты или микросоты.
- 2) Рассчитать ожидаемую мощность сигнала для WiFi при следующих параметрах:
 - Мощность передатчика точки доступа WiFi 20 дБм.
 - Коэффициент усиления антенны точки доступа и WiFi телефона 0 дБ.
- 3) Сравнить результаты расчета мощности сигнала на входе приемника с измерениями.

- 4) Определить вероятность нахождения телефона в зоне уверенного приема при условии:
- измеренные значения мощности сигнала являются средними значениями случайной величины с нормальным законом распределения и стандартным отклонением, определенным в моделях для 2G, 3G, 4G;
 - мощность сигнала на входе приемника должна быть больше – 100 дБм – типового значения чувствительности приёмника, при котором достигается вероятность приема кадра без ошибки не менее 90%.
- 5) Определить среднюю скорость передачи и диапазон изменения скорости для всех режимов работы. Сравнить с максимальной достижимой скоростью передачи и с типовыми значениями из табл. 1.9.
- 6) Определить среднюю задержку (ping) передачи и диапазон изменения задержки для всех режимов работы. Сравнить с типовыми значениями из табл. 1.10. Рассчитать задержку сигнала в радиолинии и определить долю этой величины в общей задержке передачи кадров.

2. Модель системы передачи данных физического уровня

2.1. Алгоритмы формирования сигналов

Для передачи двоичных символов a_k по линиям связи, необходимо на передающей стороне преобразовать их в непрерывные сигналы, спектр которых лежит в полосе пропускания линии связи. На приемной стороне производится обратное преобразование сигналов. Эти функции преобразования выполняет приемопередатчик или модем, который состоит из передатчика или модулятора, формирующего сигналы на передачу, и приемника или демодулятора, реализующего алгоритм приема.

Для передачи двоичных символов по радио линиям связи можно применить методы амплитудной (АМ), частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляции. Элементы сигнала представляют собой ограниченные на отрезке времени от 0 до T гармонические колебания, где T – длительность элемента сигнала. При АМ при передаче $a_k = 1$ генерируется гармоническое колебание с амплитудой A , частотой f и длительностью T , при передаче $a_k = 0$ колебание отсутствует:

$$S_1(t) = A \sin(2\pi f t), \quad S_0(t) = 0 \quad (2.1)$$

При ЧМ при передаче $a_k = 1$ формируется колебание с несущей частотой $f_1 = f + df$, при передаче $a_k = 0$ с частотой $f_2 = f - df$, где df – девиация частоты:

$$S_1(t) = A \sin(2\pi f_1 t), \quad S_0(t) = A \sin(2\pi f_2 t) \quad (2.2)$$

При ФМ передаче $a_k = 1$ соответствует определенная фаза несущего колебания элемента, например равная 0, а передаче $a_k = 0$ – противоположная фаза:

$$S_1(t) = A \sin(2\pi f t), \quad S_0(t) = A \sin(2\pi f t + \pi) = -A \sin(2\pi f t) \quad (2.3)$$

При относительной фазовой модуляции (ОФМ) информация о передаваемом символе закладывается в изменение фазы сигналов двух соседних элементов сигнала. Например, фаза сигнала должна изменяться скачком на 180 градусов всякий раз при передаче "0" и оставаться непрерывной (равной фазе предыдущего элемента сигнала) при передаче

"1". Передатчик ОФМ сигналов состоит из 2 блоков: дифференциального кодера, который преобразует последовательность двоичных символов a_k в символы $b_k = \pm 1$, и модулятора, в котором символы b_k управляют изменением фазы несущего колебания – при $b_k=1$ фаза несущего колебания не изменяется, при $b_k = -1$ изменяется на 180° .

Для увеличения скорости передачи информации применяются многоуровневые сигналы с большим числом градаций амплитуды, частоты или фазы несущего колебания. При наличии M разных форм каждый элемент сигнала переносит $\log_2(M)$ бит информации.

В современных телекоммуникационных системах таких, например, как сотовые сети 4G или беспроводные локальные сети WiFi, используются сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ)

$$S_i(t) = A_i \sin(2\pi f t + \varphi_i), \quad 0 \leq t \leq T_c \quad (2.4)$$

$i = 0, 1, \dots, M-1$, T_c – длительность элемента сигнала.

Определить амплитуду A_i и фазу φ_i каждого элемента сигнала на примере 16 позиционного КАМ сигнала можно при помощи диаграммы, приведенной на Рис. 2.1. На этом рисунке точки на комплексной плоскости I (вещественная часть), Q (мнимая) определяют значения комплексных символов D_i , которые используются для формирования сигнала:

$$S_i(t) = A_i \cos(\varphi_i) g(t) \cos(2\pi f t) + A_i \sin(\varphi_i) g(t) \sin(2\pi f t), \quad (2.5)$$

где $A_i \cos(\varphi_i) = \text{Re}(D_i)$, $A_i \sin(\varphi_i) = \text{Im}(D_i)$,

$g(t)$ – функция, определяющая форму сигнала.

На Рис. 2.1 также приведены последовательности из 4 двоичных символов (рядом с точками сигнального созвездия), которые соответствуют каждому символу D_i .

В качестве функции $g(t)$ можно использовать прямоугольный импульс:

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{при } t < 0, t > T \end{cases} \quad (2.6)$$

Применение функции типа «приподнятый косинус» (raised cosine) позволяет сформировать более компактный спектр сигнала и уменьшить уровень межканальных помех:

$$g(t) = \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_c}\right)}{\left(\frac{\pi t}{T_c}\right)} \right) \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T_c}\right)}{1 - \left(\frac{4\alpha^2 t^2}{T_c^2}\right)} \right) \quad (2.7)$$

Вид временного и спектрального графиков функции типа «приподнятый косинус» для ряда значений коэффициента α приведены на рис.2.2.

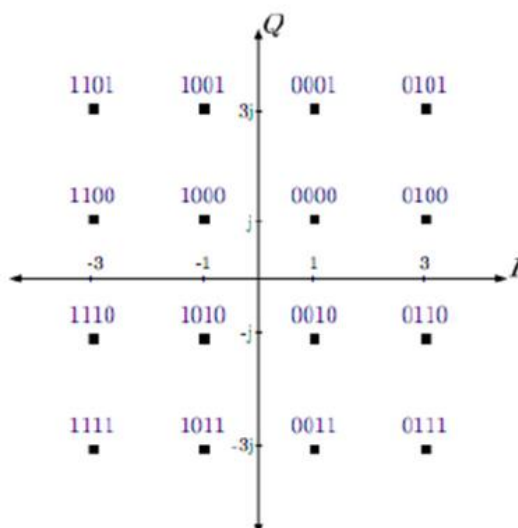


Рис. 2.1 Сигнальное созвездие КАМ16

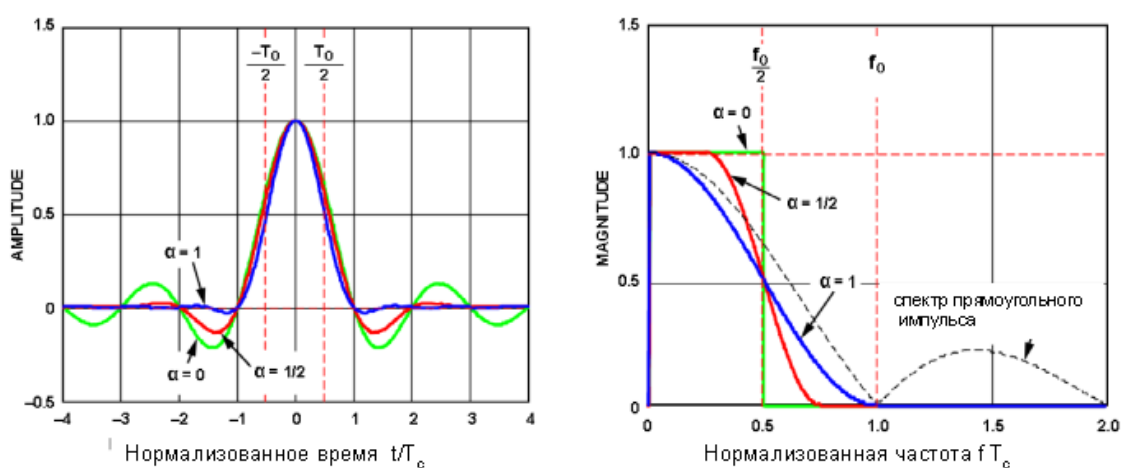


Рис. 2.2 Функция «приподнятый косинус»

2.2. Поэлементный когерентный прием сигналов

Оптимальным алгоритмом приема, обеспечивающим минимум вероятности ошибки, является алгоритм когерентного приема [8]:

$$\max_i \left[\int_0^{T_a} x(t)s(\beta_i, t)dt - \frac{1}{2} \int_0^{T_a} [s(\beta_i, t)]^2 dt \right], \quad (2.8)$$

где $x(t) = s(\beta_i, t) + n(t)$ сигнал на входе приемника, состоящий из суммы информационного сигнала $s(\beta_i, t)$ и шума $n(t)$. Информационный сигнал является функцией параметра β_i , который определяет амплитуду, частоту и фазу сигнала в зависимости от передаваемой последовательности бит, $i = 0, 1, \dots, M - 1$, где M – количество разных форм сигналов, формируемых передатчиком. Решение о номере i переданного информационного параметра β_i и о последовательности бит, соответствующей этому параметру, принимается в пользу такого значения, которое соответствует максимуму в (2.8).

Интервал анализа T_a можно выбрать равным длительности информационного сигнала $s(\beta_i, t)$ при условии отсутствия межсимвольной интерференции, связанной с искажением спектра сигнала за счет ограниченной полосы пропускания линии связи или с многолучевым характером распространения сигнала. Такой прием называется поэлементным.

Когерентность приема означает, что приемник знает все ожидаемые формы сигнала, поступающие на вход, а также момент начала очередного информационного сигнала, который соответствует нулю времени в нижнем пределе интегрирования в (2.8). Следует отметить, что форма сигнала на входе приемника, как правило, отличается от сформированного передатчиком сигнала в результате искажения сигнала в линии связи. Примером таких искажений является сдвиг спектра сигнала в результате эффекта Доплера при движении приемника относительно передатчика в беспроводных системах. Для компенсации этих искажений в состав приемника включают систему фазовой автоподстройки частоты. При наличии неравномерности коэффициента передачи в полосе пропускания линии связи также возникают искажения

формы сигнала, которые можно оценить в приемнике при передаче известных тестовых сигналов в начале сеанса связи или вместе с информационными сигналами.

Для определения времени начала очередного элемента сигнала в передаваемой последовательности в приемнике необходима система тактовой синхронизации. Такая система содержит управляемый по частоте генератор, частота которого зависит от временного сдвига сигнала на выходе генератора, который управляет временем начала интегрирования, и временем прихода сигнала на вход приемника, которое можно определить по изменению информационного параметра.

При реализации приемника ОФМ сигналов можно использовать оптимальный алгоритм когерентного приема в соответствии с (2.8). Ожидаемые формы сигнала $S_I(t) = -S_O(t)$ (см. формулу (2.3)). При когерентном приеме в схеме приемника должен присутствовать блок формирования когерентного сигнала, синфазного с одной из фаз ОФМ сигнала на входе приемника. Алгоритм (2.8) обеспечивает решение о фазе ОФМ сигнала на очередном интервале анализа. Поскольку значение передаваемых двоичных символов заложено в изменение фазы ОФМ сигнала, то на выходе приемника нужно установить дифференциальный декодер, который сравнивает следующие друг за другом решения о фазе сигнала: в случае, если решения разные, то выходным результатом будет символ 0, в противном случае принимается решение о приеме символа 1.

2.3. Помехоустойчивость передачи данных

Средняя вероятность ошибочного приема символа при использовании алгоритма поэлементного когерентного приема и при передаче сигналов по неискажающей линии связи с аддитивным белым гауссовским шумом определяется по формуле [8]:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E(1-\rho)}{N_0}}\right), \quad (2.9)$$

$$\text{где } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt,$$

E - средняя энергия сигнала, приходящаяся на передачу одного бита, N_0 – спектральная плотность мощности шума, ρ - коэффициент корреляции между сигналами.

Формула (2.9) справедлива при числе разных форм сигналов $M=2$. В частных случаях использования сигналов с амплитудной, частотной и фазовой модуляцией можно получить следующие выражения для средней вероятности ошибки:

Для амплитудной модуляции $E = P_c T/2$, где P_c - мощность сигнала, T —длительность сигнала, $\rho = 0$ и, следовательно,

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{P_c T}{2N_0}} \right) \quad (2.10)$$

Для частотной модуляции $E_0 = E_1 = P_c T$, $\rho = 0$ и, следовательно,

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{P_c T}{N_0}} \right) \quad (2.11)$$

Для фазовой модуляции $E_0 = E_1 = P_c T$, $\rho = -1$ и, следовательно,

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{2P_c T}{N_0}} \right) \quad (2.12)$$

Как следует из формул (2.9 – 2.12) вероятность ошибки определяется отношением сигнал/шум (signal to noise ratio) SNR на входе приемника

$$SNR = \frac{E}{N_0} = \frac{P_c}{P_{ш}} FT, \quad (2.13)$$

где $P_{ш} = N_0 F$ – мощность шума, F – полоса частот, в которой измеряется мощность шума, равная полосе частот, занимаемой спектром сигнала.

2.4. Модель системы передачи данных в MATLAB/Simulink

MATLAB/Simulink – среда моделирования сложных технических систем и инструмент для модельно-ориентированного проектирования [9]. Simulink широко используется в проектах создания телекоммуникационных систем и цифровой обработки сигналов для моделирования и проектирования на основе моделей. Simulink предоставляет графический инструмент для построения диаграмм и набор библиотек блоков. Моделирование и симуляция позволяют провести проверку функционирования системы в различных сценариях использования, что снижает затраты на дорогостоящие физические эксперименты.

Для разработанных в Simulink моделей можно автоматически генерировать исходный код на языках C, C++ и HDL. Следующим шагом является развертывание кода на целевом вычислителе или FPGA/ASIC.

Для разработки модели телекоммуникационной системы на физическом уровне ЭМВОС будут использованы следующие наборы блоков из библиотеки:

- Simulink,
- Communications Toolbox,
- DSP System Toolbox.

Для создания новой модели нужно на панели инструментов главного окна MATLAB выбрать New/Simulink Model. В открывшееся окно модели нужно перенести из Simulink Library Browser блок Subsystem, который находится в наборе Simulink/Ports & Subsystems. Этот блок позволяет создавать иерархическую модель системы, состоящую из подсистем (subsystems), каждая из которых может содержать другие подсистемы или набор блоков, выполняющих арифметические или логические операции.

Созданная из подсистем модель телекоммуникационной системы представлена на рис. 2.3.

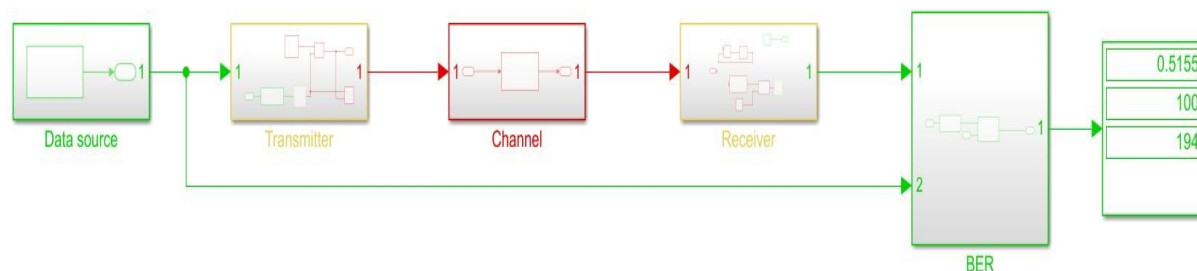


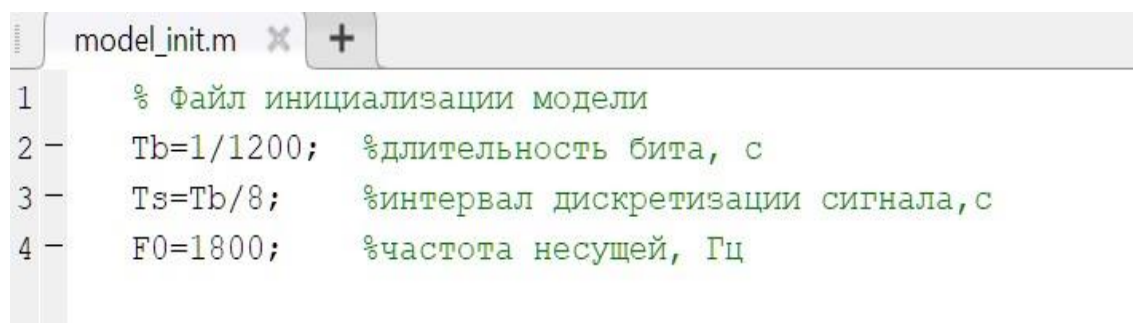
Рис. 2.3. Модель телекоммуникационной системы

Модель содержит следующие подсистемы:

- Data source – источник последовательности двоичных символов, подлежащих передаче.
- Transmitter – передатчик, преобразующий последовательность двоичных символов в последовательность сигналов в соответствии с выбранным методом модуляции.
- Channel – модель линии связи.
- Receiver – приемник, выполняющий обработку сигналов из линии связи и формирующий последовательность решений о переданных символах.
- BER – подсистема обнаружения ошибок на выходе приемника при сравнении переданной и принятой последовательностей символов.

К выходу подсистемы BER подключен блок Display из набора Simulink/Sinks, который отображает результаты моделирования в виде числовых значений оценки вероятности ошибки, числа обнаруженных ошибок и общего числа переданных бит за сеанс моделирования.

Прежде, чем переходить к разработке подсистем, целесообразно определить параметры модели, которые будут использованы как параметры блоков различных подсистем. Для задания параметров модели можно использовать скрипт, создаваемый при помощи редактора. Новый скрипт создается через панель инструментов главного окна MATLAB – нужно выбрать New/Script. Пример такого скрипта приведен на рис.2.4.



```
1 % Файл инициализации модели
2 Tb=1/1200; %длительность бита, с
3 Ts=Tb/8; %интервал дискретизации сигнала,с
4 F0=1800; %частота несущей, Гц
```

Рис. 2.4. Скрипт инициализации модели

В файле *model_init.m* заданы следующие параметры:

- T_b – длительность бита, соответствующая скорости передачи данных 1200 бит/с.
- T_s – интервал дискретизации сигнала, сформированного передатчиком.
- F_0 – частота несущего колебания модулятора.

Установленные значения параметров соответствуют стандартам международного союза телекоммуникаций (ITU-T) серии V для передачи данных по каналам телефонного типа.

После выполнения скрипта значения параметров можно использовать в модели Simulink, так как модель использует общее рабочее пространство Workspace.

Для автоматического запуска скрипта в процессе инициализации модели нужно через контекстное меню модели выбрать Model Properties и во вкладке Callbacks для вызова InitFcn установить имя функции инициализации (совпадает с именем файла без расширения .m) см. рис.2.5.

Для реализации первой подсистемы модели Data source можно выбрать блок Bernoulli Binary Generator из набора Communications Toolbox/Comm Sources/Random Data Sources. При установке параметров блока, как показано на рис. 2.6, блок формирует случайную последовательность двоичных символов с вероятностью появления символа 0, равной 0.5 и длительностью символа T_b .

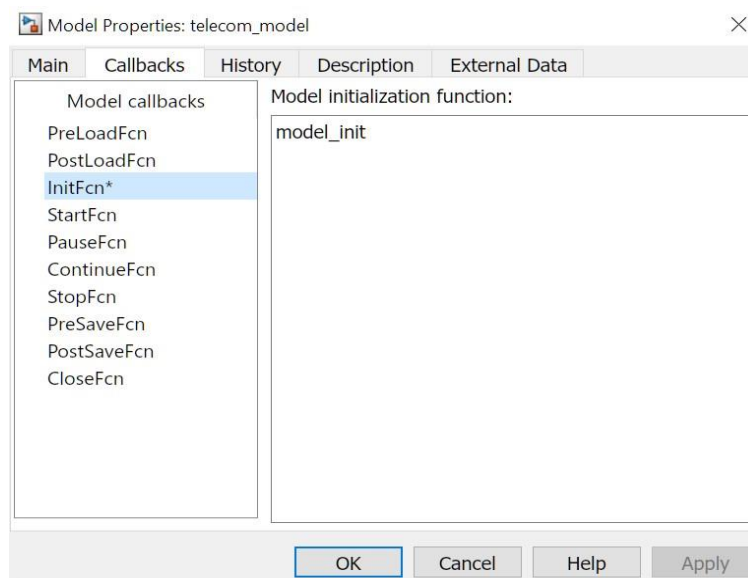


Рис. 2.5. Функция инициализации модели

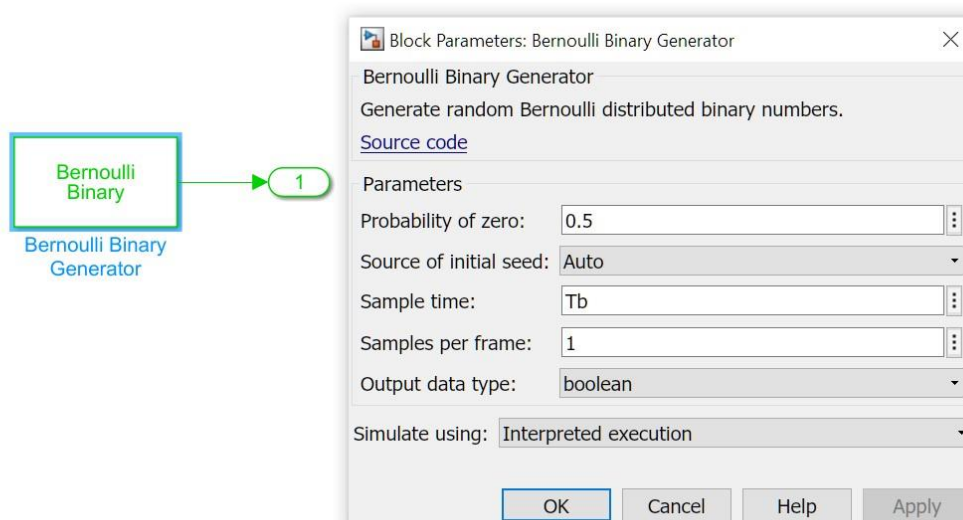


Рис. 2.6. Подсистема Data source

Подсистема передатчика Transmitter должна содержать генератор несущей частоты и модулятор. Модель передатчика с амплитудной модуляцией приведена на рис. 2.7. Блок генератора Sine Wave из набора DSP System Toolbox/Sources формирует гармонический сигнал на частоте F_0 с амплитудой, равной 1. В дальнейшем для расчета отношения сигнал/шум будем считать, что амплитуда сигнала на выходе генератора имеет размерность Вольт. Интервал дискретизации сигнала T_s

выбирается дольным (в целое число раз меньшим) длительности символа и удовлетворяющим теореме Найквиста—Котельникова: для сигнала, представленного последовательностью дискретных отсчетов, точное восстановление возможно, только если частота дискретизации более чем в 2 раза выше максимальной частоты в спектре сигнала.

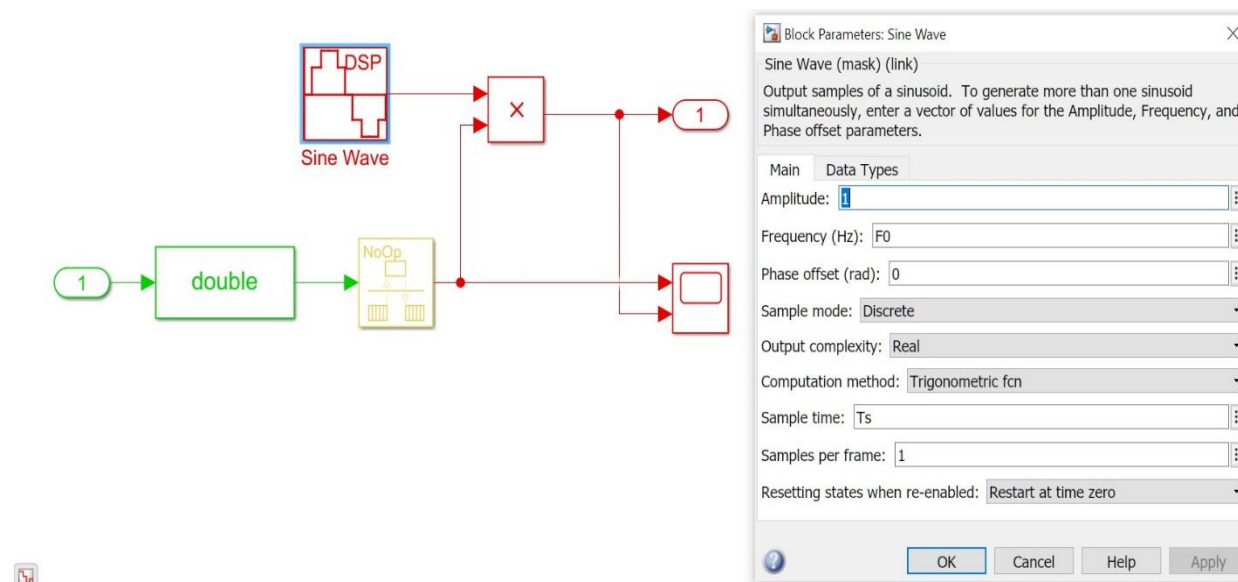


Рис. 2.7. Подсистема передатчика

Амплитудный модулятор реализован при помощи операции умножения несущего колебания на значение символа 0 или 1. Так как выход подсистемы Data source имеет формат Boolean, то для использования в арифметической операции значение символа преобразуется в формат double в блоке Data Type Conversion из набора Simulink/Commonly Used Blocks.

Следует отметить, что блоки в составе подсистемы передатчик работают с разными интервалами дискретизации: входные данные поступают с интервалом T_b , а сигнал формируется с интервалом дискретизации T_s . На рис. 2.7 блоки, использующие разные интервалы дискретизации, отображаются разными цветами (при включении в контекстном меню модели опции Sample Time Display/Colors). Для корректной работы умножителя необходимо, чтобы данные на оба входа поступали с одинаковым интервалом дискретизации. В частном случае, когда значение символа не изменяется в течение T_b/T_s интервалов

дискретизации сигнала, увеличение частоты дискретизации символов можно выполнить при помощи блока Rate Transition из набора Simulink/Signal Attributes как показано на рис. 2.7. В общем случае увеличение частоты дискретизации требует выполнить дополнение отсчетов сигнала нулями и использование интерполирующего фильтра.

Для проверки корректности формирования сигнала в модели передатчика установлен блок Scope из набора Simulink/Sinks, который в отдельном окне отображает временные диаграммы сигналов в контрольных точках, к которым подключены входы этого блока. На рис. 2.8 приведен пример формирования сигнала с амплитудной модуляцией: верхняя диаграмма отображает передаваемую последовательность символов, нижняя – сигнал на выходе передатчика.

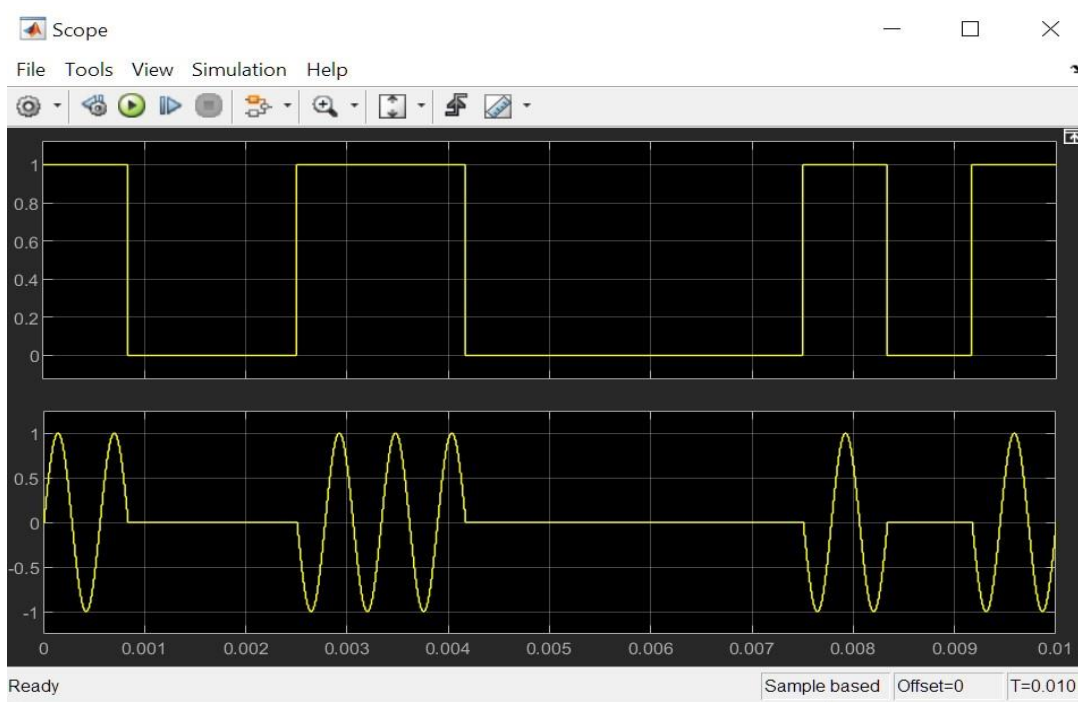


Рис. 2.8. Окно временных диаграмм Scope

Следует отметить, что для формирования сигнала на рис. 2.8. использовался интервал дискретизации $T_s = T_b/64$, что позволяет отобразить близкую к непрерывной синусоиду. Такой интервал дискретизации нужен только в режиме тестирования, так как уменьшение интервала дискретизации в этом случае не приводит к

уменьшению погрешности формирования сигнала, при этом увеличивается время моделирования.

Для построения модели линии связи (подсистема Channel) применим блок AWGN Channel из набора Communications Toolbox/Channels. Этот блок реализует модель неискажающей линии связи с аддитивным белым гауссовским шумом. Для формирования сигнала с требуемым отношением сигнал/шум нужно задать следующие параметры блока (см. рис. 2.9):

- Mode (режим): Eb/No – отношение сигнал/шум определяется как отношение энергии сигнала, приходящейся на 1 бит принимаемого сообщения (Eb), к энергетической спектральной плотности шума (No).
- Значение Eb/No в дБ.
- Number of bits per symbol – число информационных бит в каждом элементе сигнала для рассматриваемого случая равно 1.
- Input signal power, referenced to 1 ohm (watts) – величина мощности входного сигнала рассчитывается как мощность синусоидального сигнала с амплитудой $A=1$ Вольт на виртуальном сопротивлении нагрузки $R = 1$ Ом по формуле $P=A^2/2R = 0.5$ Ватт.
- Symbol period (s) – длительность элемента сигнала, равная длительности бита Tb.

Так как задача блока AWGN состоит в формировании шума с мощностью соответствующей заданному отношению сигнал/шум, то в рамках этой модели линии связи не учитывается затухание сигнала, определяемое в моделях первого раздела этого пособия.

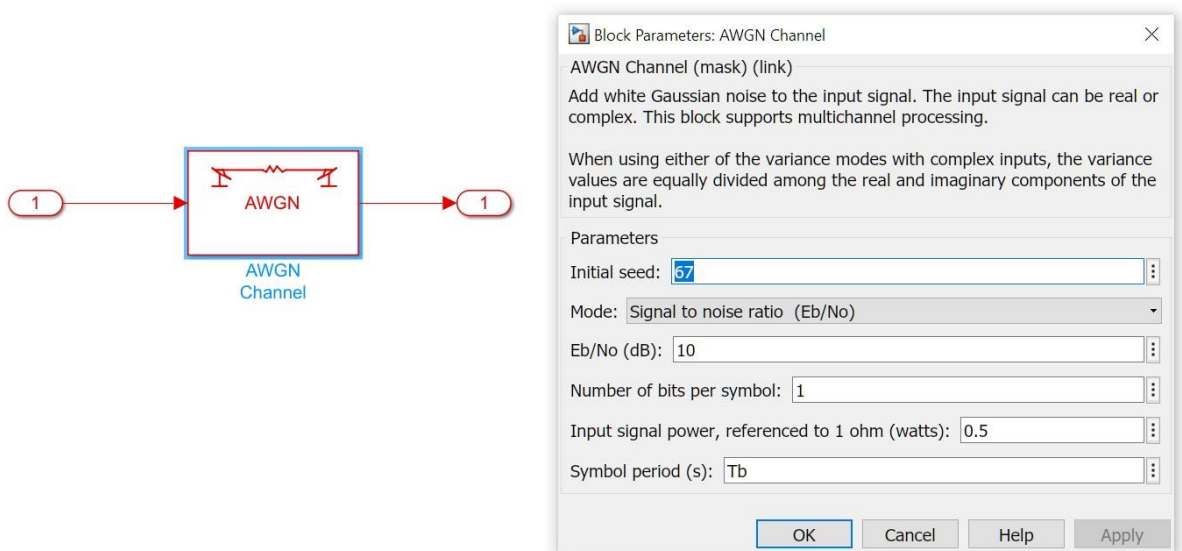


Рис. 2.9. Модель линии связи

Подсистема приемника Receiver содержит реализацию алгоритма поэлементного когерентного приема (2.8) для частного случая набора из 2 сигналов. Схема приемника, приведенная на рис.2.10, содержит:

- подсистему signal proc для вычисления подынтегральной функции в выражении (2.8);
- блок интегрирования Windowed Integrator из набора Communications Toolbox/Comm Filters;
- упрощенную схему тактовой синхронизации, состоящую из блока Pulse generator из набора Simulink/Sources и блока задержки с дополнительным входом разрешения Enabled Delay из набора Simulink/Discrete;
- подсистему Decoder, которая используется для выработки решений о передаваемых символах.

Интервал интегрирования в блоке Windowed Integrator определяется числом попадающих в этот интервал отсчетов сигнала $\text{number of samples} = T_b/T_s$.

Блок Pulse generator вырабатывает сигнал окончания интервала анализа, равного длительности бита T_b . Период формирования этого сигнала задается числом отсчетов сигнала $\text{number of samples} = T_b/T_s$,

длительность 1 отсчет и смещение фазы Phase delay относительно начала периода $T_b/T_s - 1$.

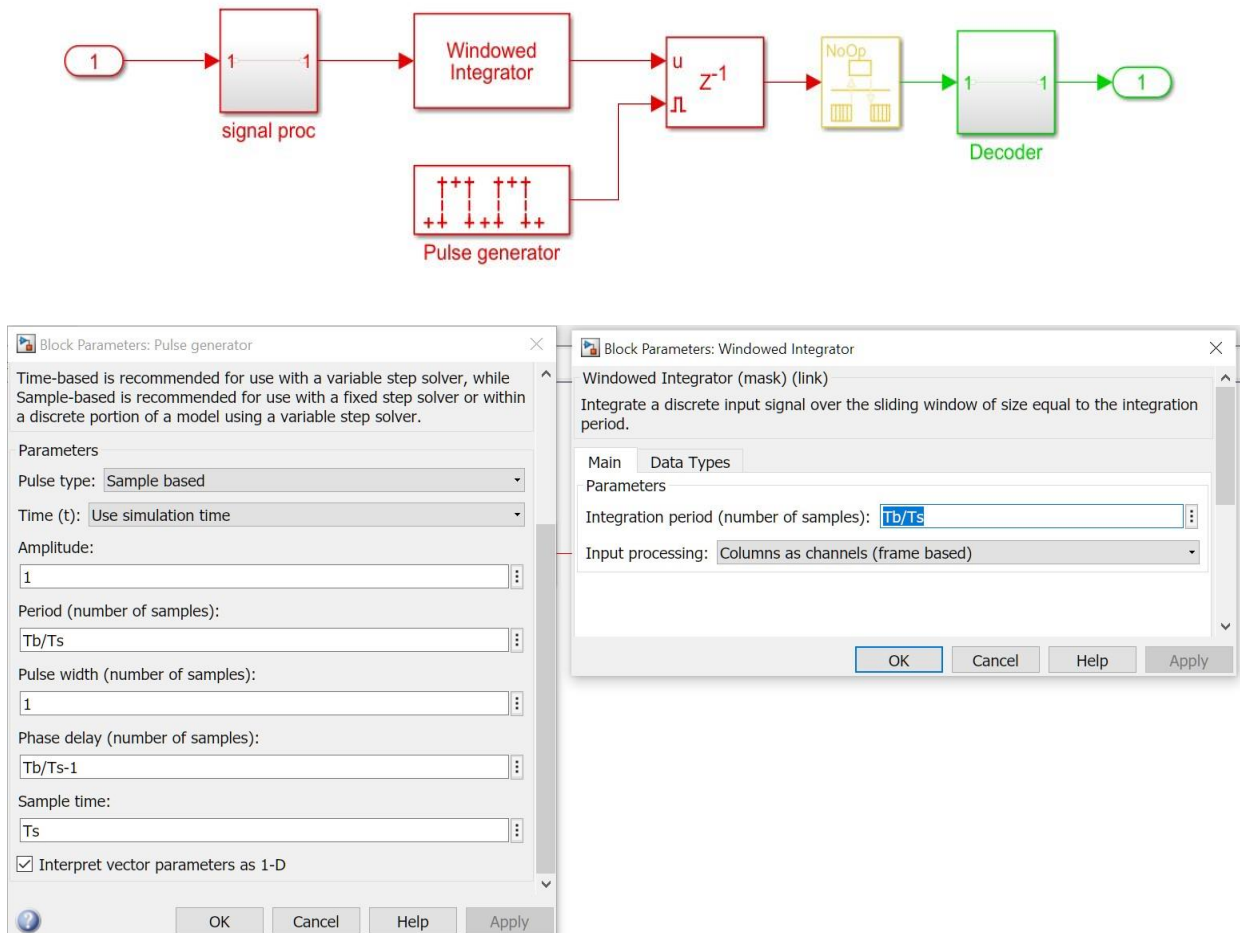


Рис. 2.10. Подсистема приемника Receiver

Блоки, окрашенные красным цветом на рис. 2.10, работают с интервалом дискретизации сигнала T_s , а подсистема Decoder вырабатывает решения о переданных символах с интервалом T_b . Для уменьшения частоты дискретизации в частном случае не меняющегося сигнала на выходе блока Enabled Delay в течение времени T_b можно использовать блок Rate Transition из набора Simulink/Signal Attributes. В общем случае уменьшение частоты дискретизации требует применение фильтра низкой частоты и блока децимации (прореживания отсчетов).

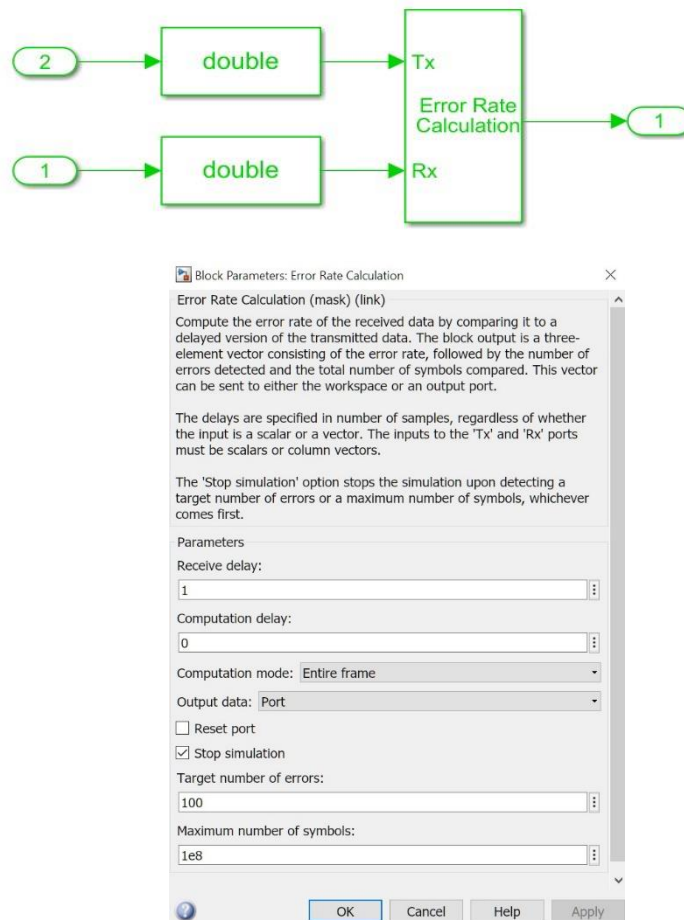


Рис. 2.11 BER подсистема обнаружения ошибок

Для оценки помехоустойчивости передачи данных в подсистеме BER сравниваются переданная и принятая последовательности символов и рассчитывается количество ошибок и общее количество переданных бит за сеанс моделирования. Для реализации подсистемы используется блок Error Rate Calculation из набора Communications Toolbox/Comm Sinks. Сравнение последовательностей будет выполнено корректно при условии преобразования значений символов из формата boolean в double, а также при компенсации задержки символов на выходе приемника относительно времени прихода символа на вход передатчика. Эта задержка на длительность одного символа учитывается в параметре Receiver Delay блока Error Rate Calculation (см. рис. 2.11).

При установке режима «остановка моделирования по условию» при выборе параметра Stop Simulation блок Error Rate Calculation позволяет

задать в качестве условия остановки целевое количество ошибок (Target number of errors), накопленных за сеанс моделирования, или количество переданных бит (Maximum number of symbols). Выбор параметра Target number of errors, равным 100, соответствует примерно 20% доверительному интервалу для измеряемой вероятности ошибки при уровне достоверности 95% [11]. Время моделирования в таком режиме работы блока Error Rate Calculation будет зависеть от установленного отношения сигнал/шум — чем больше это отношение, тем меньше ожидаемая вероятность ошибки и тем дольше выполняются вычисления для накопления 100 ошибок.

Для построения графика зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум нужно:

- Установить отношение сигнал/шум $E_b/N_0 = 0$ дБ в параметрах блока AWGN Channel.
- Установить бесконечное время (inf) моделирования в поле ввода Stop Time окна модели., так как длительность сеанса будет управляться блоком Error Rate Calculation.
- Запустить модель кнопкой Run. После завершения сеанса записать отношение сигнал/шум и оценку вероятности ошибки.
- Повторить предыдущие шаги для отношения сигнал/шум в диапазоне 1–10 дБ с шагом 1 дБ.
- Создать график зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум с логарифмическим масштабом оси вероятности ошибки средствами MATLAB или другого программного обеспечения.

Для автоматизации эксперимента можно воспользоваться инструментом bertool, входящим в состав MATLAB. Запуск инструмента осуществляется в командном окне Command Window. На вкладке Theoretical окна Bit Error Rate Analysis Tool инструмента bertool нужно ввести параметры для построения теоретической зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум: диапазон и шаг изменения E_b/N_0 , тип модели линии связи Channel type = AWGN, тип

модуляции Modulation type и количество разных сигналов на выходе передатчика Modulation order, а также включить дифференциальное кодирование для случая относительной фазовой модуляции (см. рис. 2.12). По кнопке Plot будет построен график в отдельном окне BER Figure как показано на рис. 2.13.

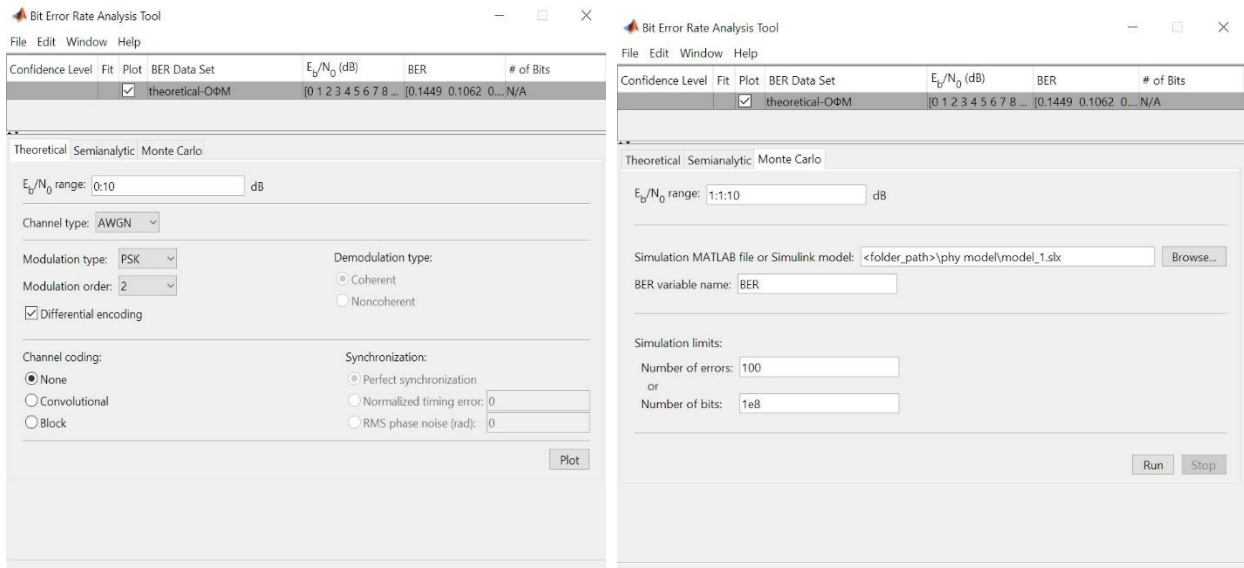


Рис. 2.12 Окно инструмента bertool

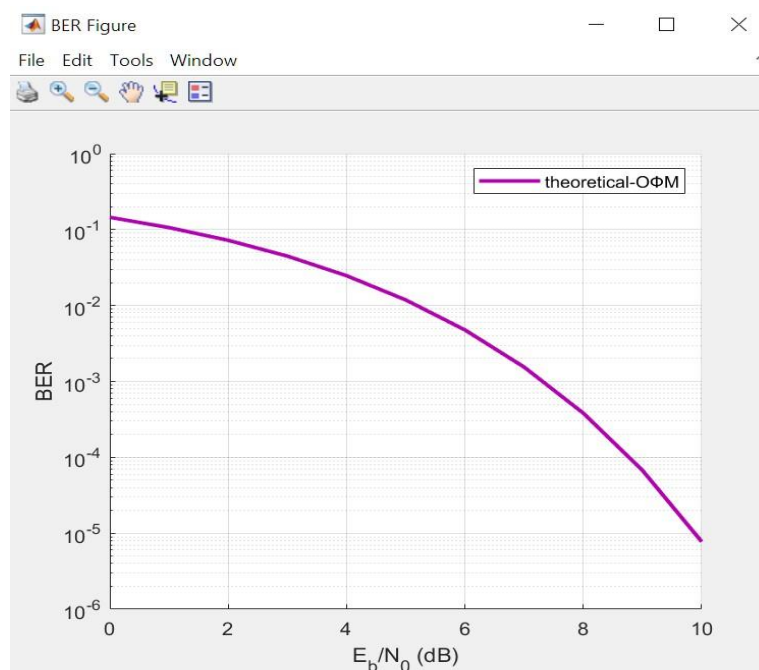


Рис. 2.13 Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для сигналов ОФМ

Для того, чтобы на этом графике отобразить результаты моделирования нужно на вкладке Monte Carlo окна Bit Error Rate Analysis Tool инструмента bertool (см. рис. 2.12):

- Установить диапазон и шаг изменения отношения сигнал/шум E_b/N_0 . Для передачи значения этого параметра через Workspace в модель Simulink нужно в параметрах блока AWGN Channel использовать символьную переменную EbNo.
- Выбрать файл модели в поле Simulation MATLAB file or Simulink model.
- Указать имя переменной, которая будет содержать результаты моделирования. Для того, чтобы результаты моделирования были доступны инструменту bertool нужно подключить к выходу блока Error Rate Calculation блок To workspace, в параметрах которого указать имя переменной.
- В параметрах ограничения времени моделирования Simulation limits нужно установить те же значения, что в блоке Error Rate Calculation: целевое количество ошибок (Number of errors), накопленных за сеанс моделирования и количество переданных бит (Number of bits).
- По кнопке Run запускается процесс моделирования с отображением результатов на графике.

2.5. Самостоятельная работа

- 1) Разработать функциональную схему передатчика ОФМ сигналов.
- 2) Изобразить временные диаграммы работы передатчика ОФМ сигналов, содержащие случайную последовательность двоичных символов на входе передатчика и форму сигнала на выходе передатчика при скорости передачи 1200 бит/с и частоте несущей 1800 Гц.
- 3) Разработать функциональную схему приемника, реализующего алгоритм когерентного приема.
- 4) Изобразить временные диаграммы работы приемника ОФМ сигналов, содержащие входной сигнал, соответствующий сигналу на выходе передатчика, необходимые промежуточные результаты обработки сигнала и решения о принятых символах на выходе приемника.
- 5) Рассчитать вероятность ошибки приема АМ, ЧМ и ФМ сигналов. Построить графики зависимостей вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в логарифмическом масштабе для вероятности ошибки. Определить выигрыш в помехоустойчивости ФМ сигналов по сравнению с АМ и ЧМ для диапазона вероятности ошибки $10^{-4} - 10^{-6}$.
- 6) Разработать модель системы передачи данных в MATLAB/Simulink с использованием ОФМ сигналов при скорости передачи данных 1200 бит/с и частоте несущей 1800 Гц.
- 7) Получить оценку вероятности ошибки в зависимости от отношения сигнал/шум в диапазоне от 1 до 10 дБ и сравнить с теоретической зависимостью.

3. Модели телекоммуникационной системы уровня линии передачи данных

3.1. Алгоритмы помехоустойчивого кодирования.

Прием в реальных каналах осуществляется в условиях воздействия помех, поэтому нет гарантий абсолютно достоверного приема сообщений. В односторонних системах без обратной связи на передающей стороне отсутствуют сведения об изменениях состояния канала связи, поэтому их работа обычно рассчитана на наиболее тяжелое состояние канала связи. В этом заключается принципиальное отличие таких систем от систем передачи с обратной связью (двусторонних). Каналы связи в односторонних системах называют симплексными, а в двусторонних- дуплексными.

На вход кодирующего устройства передатчика поступает информационная последовательность двоичных символов, которая по специальным правилам дополняется избыточными символами, необходимыми для защиты от ошибок. В системах, использующих блочные коды, избыточность вводится путем преобразования поступающих на вход системы k элементарных комбинаций в n элементарные. При передаче n элементарных комбинаций по каналу с шумами часть двоичных символов искажается, т.е. заменяется на противоположные. Декодирующее устройство отождествляет принятую n -элементарную комбинацию с одной из 2^k возможных информационных последовательностей или выдает сигнал стирания комбинации в случае обнаружения ошибки. Для оценки качества функционирования односторонних систем используются следующие характеристики:

1) Вероятность трансформации переданной k -элементарной комбинации в другие разрешенные комбинации $P_{ош}(k)$ и в сигнал стирания $P_{ст}(k)$. Иногда характеристику $P_{ош}(k)$ называют вероятностью ошибочного приема кодовой комбинации.

2) Вероятность правильного приема переданной k -элементарной комбинации $P_{пп}(k)$. При этом $P_{пп}(k) + P_{ош}(k) + P_{ст}(k) = 1$.

3) Время задержки сообщения из k двоичных символов в системе $t(k)$, т.е. время от начала поступления сообщения в кодер передатчика системы до принятия решения в декодере приемника системы, $t(k)=n \cdot t_o + t_p + t_{дк}$, где t_o -длительность элементарной посылки, соответствующей двоичному символу; t_p -время распространения сигнала в линии связи, включая передатчик и приемник физического уровня; $t_{дк}$ -время анализа n -элементной комбинации в декодирующем устройстве системы.

4) Абсолютная (средняя) скорость передачи $R_{абс}$ (бит/с) — величина, численно равная отношению количества переданных информационных двоичных символов к промежутку времени, за который эти символы были переданы. Относительной скоростью передачи R называют отношение абсолютной скорости передачи к скорости V (символов/с) передачи символов (информационных и проверочных) по каналу, т.е. $R=R_{абс}/V$. Относительная скорость передачи характеризует эффективность использования системой дискретного канала связи.

Характеристики передачи $P_{ош}(k)$, $P_{ст}(k)$ и $t(k)$ зависят от алгоритма помехоустойчивого кодирования и его параметров. Значения характеристик определяются путем расчетов на основе приемлемой модели потока ошибок в канале связи или при моделировании системы или путем статистической обработки результатов испытаний.

Одним из часто используемых помехоустойчивых кодов является циклический код. Этот код применяется для обнаружения ошибок в локальных сетях компьютеров Ethernet, беспроводных локальных сетях WiFi, в системах передачи плезиохронной цифровой иерархии PDH и многих других. Циклический код является блоковым кодом и обозначается как (n,k) , где n — длина кодовой последовательности, k — длина информационной последовательности. Относительная скорость кода $R = k/n$.

Обнаруживающая и исправляющая ошибки способность кода определяется кодовым расстоянием d — минимальное число позиций, в

которых кодовые слова различаются друг от друга (расстояние Хэмминга). Блочный код с минимальным расстоянием d_{\min} гарантирует обнаружение всех ошибочных комбинаций, содержащих $(d_{\min} - 1)$ или меньшее число ошибочных бит. Максимальное число гарантированно исправимых ошибок на кодовое слово равно целой части от $(d_{\min} - 1)/2$.

Циклический код — это частный случай линейного кода, когда циклически сдвинутая комбинация является тоже кодовой комбинацией. При описании кодов удобно использовать многочленное представление кодовых комбинаций. Например, кодовой последовательности 110010001 сопоставляют многочлен $x^8 + x^7 + x^4 + 1$, в котором коэффициенты псевдопеременной x соответствуют значениям символов, а степень определяет номер позиции в последовательности.

Представим последовательность из k бит данных в виде многочлена $D(x) = d_{k-1}x^{k-1} + d_{k-2}x^{k-2} + \dots + d_0$. Проверочные символы $C(x) = c_{h-1}x^{h-1} + \dots + c_0$. Весь передаваемый блок из n символов образуется путем сдвига информационных символов влево на h позиций и вставки проверочных символов на освободившиеся позиции вслед за информационными символами. При использовании представления последовательности бит в виде многочлена такую операцию можно записать в следующем виде:

$$F(x) = D(x)x^h + C(x) = d_{k-1}x^{k+h-1} + \dots + d_0x^h + c_{h-1}x^{h-1} + \dots + c_0. \quad (3.1)$$

Для (n, k) -линейного циклического блочного кода задается полином $g(x)$ степени $h = n - k$ такой, что все кодовые слова $F(x)$ могут быть представлены как произведение $g(x)z(x)$, где $z(x)$ — некоторый полином степени не выше, чем $k - 1$, а также полином $g(x)$ является делителем многочлена $x^n + 1$. Такой полином $g(x) = x^h + g_{h-1}x^{h-1} + \dots + 1$ называется порождающим и используется в алгоритме расчета проверочных символов:

$$C(x) = \text{Rem}\left(\frac{D(x)x^h}{g(x)}\right) \quad (3.2)$$

Таким образом, задание кода будет заключаться в указании его длины n , числа информационных символов k и самого полинома $g(x)$, степень которого должна быть $h = n - k$.

Оптимальным алгоритмом приема является декодирование по максимуму правдоподобия – сравнение принятой из канала кодовой последовательности с каждым из возможных кодовых слов и вынесение решения в пользу того кодового слова, к которому ближе всего принятая последовательность (в смысле расстояния Хэмминга). В общем случае для (n,k) -блокового кода необходимо использовать таблицу всех кодовых слов размером $2^k \times n$, а на этапе декодирования необходимо перебирать все 2^k кодовых слов для поиска ближайшего к принятому.

Для циклического кода алгоритм декодирования можно упростить. Так как все разрешенные комбинации кода делятся нацело на образующий многочлен $g(x)$, то условием того, что в принятой комбинации присутствуют ошибки, является не нулевой остаток от деления. Принятую последовательность можно представить в виде $Y(x)=F(x) + E(x)$, где $E(x)$ – многочлен, представляющий вектор ошибки, в котором установлены единичные символы в позициях, где произошли ошибки. Алгоритм декодирования состоит в вычислении остатка от деления

$$Rem\left(\frac{Y(x)}{g(x)}\right) = Rem\left(\frac{E(x)}{g(x)}\right) \quad (3.3)$$

и сравнении остатка с 0. В случае равенства принимается решение о правильном принятии блока, в случае неравенства остатка 0 – обнаружена ошибка. Следует отметить, что нулевой остаток от деления может соответствовать случаю, когда ошибки в принятой комбинации преобразовали отправленную последовательность бит в другую разрешенную комбинацию. Такая ошибка трансформации сообщения не определяется в декодере.

3.2. Модели дискретных каналов

При разработке моделей телекоммуникационных систем уровня линии передачи данных ЭМВОС часто заменяют реализацию физического уровня системы, включающую передатчик, модель линии связи и приемник, на модель дискретного канала. На вход дискретного

канала поступает последовательность символов с выхода кодирующего устройства на передающей стороне, на выходе дискретного канала получаем принятую последовательность символов с ошибками для последующей обработки в декодирующем устройстве на приемной стороне системы передачи данных.

В простейшем случае дискретный канал связи может быть представлен как симметричный канал без памяти. Двоичным симметричным каналом (ДСК) связи без памяти называют такой стационарный дискретный канал, в котором вероятности искажения любого из символов 0 или 1 одинаковы. В этом канале вероятность ошибки не зависит от статистики передаваемой последовательности. Воздействие помехи можно представить как позиционное суммирование по модулю 2 входной последовательности символов с не зависящей от нее последовательностью единичных символов, выдаваемых условным источником помехи, статистическая характеристика которой полностью определяет канал. Поток ошибок задается через вероятность ошибочного приема символа p . Вероятность того, что в блоке из k символов будет j ошибок равна:

$$P(j) = C_k^j p^j (1 - p)^{k-j} \quad (3.4)$$

Блок из k символов будет принят верно ($j=0$) с вероятностью

$$P(j = 0) = (1 - p)^k \quad (3.5)$$

Вероятность появления искаженной комбинации, т. е. комбинации, содержащей хотя бы одну ошибку, равна

$$P(j \geq 1) = 1 - P(j = 0) = 1 - (1 - p)^k \quad (3.6)$$

Модель ДСК является дискретной двоичной моделью передачи информации по линии связи с аддитивным белым гауссовским шумом [10]. Такую модель можно применить для моделирования систем передачи по линиям связи хорошего качества, например, в проводных локальных сетях.

Исследования радиоканалов связи показали, что ошибки появляются группами на интервалах времени, когда возникает замирание сигнала вследствие многолучевого характера распространения

электромагнитного колебания или воздействия сосредоточенной помехи большой мощности. В качестве модели дискретного канала с группированием ошибок рассмотрим модель Гилберта–Эллиотта (Gilbert–Elliott Channel (GEC)) [10].

Канал GEC представляет из себя цепь Маркова первого порядка с двумя состояниями — «хорошим» и «плохим». Каждое из состояний канала можно описать как канал ДСК с вероятностью ошибки в «хорошем» состоянии p_G , в «плохом» состоянии — p_B . В любой момент времени канал может перейти из одного состояния в другое с вероятностью перехода из «хорошего» состояния в «плохое» P_{GB} и вероятностью перехода из «плохого» состояния в «хорошее» P_{BG} . Вероятности пребывания канала в состояниях «хорошее» и «плохое» будут определяться выражениями:

$$P_{GS} = \frac{P_{BG}}{P_{GB} + P_{BG}} \quad P_{BS} = \frac{P_{GB}}{P_{GB} + P_{BG}} \quad (3.7)$$

Средняя вероятность ошибки в последовательности бит может быть вычислена по формуле:

$$p = p_G P_{GS} + p_B P_{BS} \quad (3.8)$$

При использовании модели GEC часто «плохое» состояние рассматривается как полный обрыв связи (мощность полезного сигнала равна 0), при этом вероятность $p_B = 0.5$.

3.3. Модель системы уровня линии передачи данных в режиме обнаружения ошибок

Модель системы уровня линии передачи данных создана в MATLAB/Simulink и состоит из Simulink модели, приведенной на рис.3.1, и скрипта, реализующего графический интерфейс пользователя. При выполнении скрипта открывается окно, которое содержит поля ввода параметров модели и таблицу с результатами моделирования (см. рис.3.2)

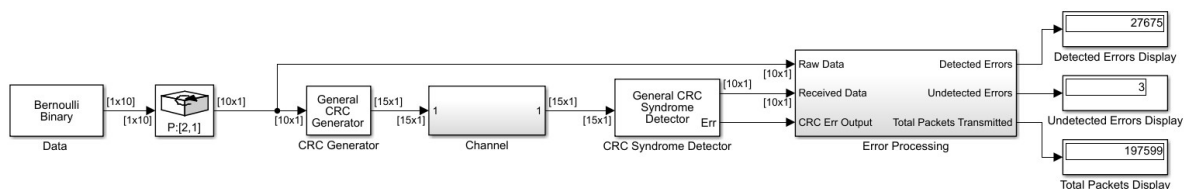


Рис. 3.1. Модель системы уровня линии передачи данных

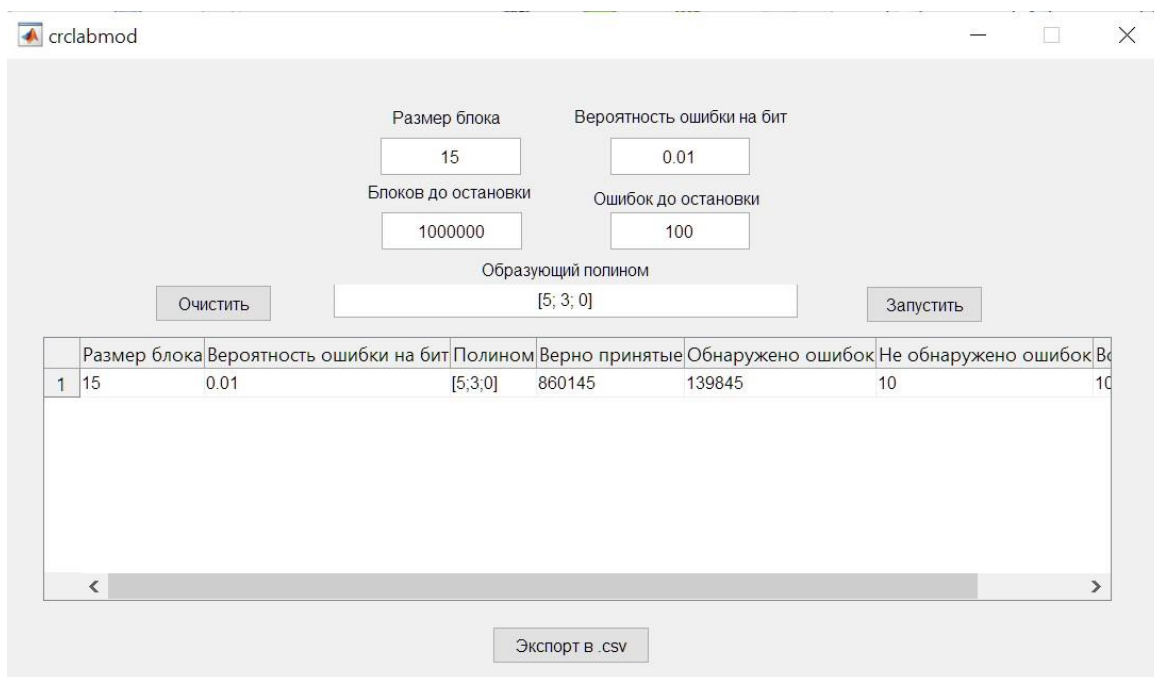


Рис. 3.2. Окно интерфейса пользователя

Модель состоит из следующих подсистем:

- Подсистема Data содержит генератор последовательности блоков из k информационных символов.
- Подсистема CRC Generator рассчитывает проверочные символы циклического кода и конкатенирует их с информационными символами, образуя блоки из n символов.
- Подсистема Channel представляет собой модель дискретного симметричного канала, которая вносит ошибки в передаваемую последовательность блоков.
- Подсистема CRC Syndrom Detector является декодером циклического кода. На первый выход декодера выдаются принятые

блоки из k информационных символов, на втором выходе формируется сигнал обнаружения ошибок в блоке.

- Подсистема Error Processing определяет число блоков, в которых обнаружены ошибки, число блоков с не обнаруженными ошибками и общее число блоков, переданных в сеансе моделирования. Результаты моделирования отображаются на цифровых дисплеях.

Параметры модели задаются в графическом интерфейсе пользователя:

- Размер блока n и образующий полином $g(x)$ определяют параметры кодера и декодера. Образующий полином задается в виде вектора, который содержит степени псевдопеременной x , имеющие равный 1 коэффициент. Так, например, полиному x^5+x^3+1 соответствует вектор $[5; 3; 0]$. Максимальная степень h образующего полинома определяет число $h = (n-k)$ проверочных символов в блоке.
- Вероятность ошибки на бит является параметром ДСК и определяет среднюю вероятность, с которой возникают ошибки в последовательности двоичных символов на выходе дискретного канала.
- Длительность сеанса моделирования задается числом накопленных ошибок до остановки либо общим числом переданных блоков.

Заданные параметры модели и результаты выполнения программы – число блоков, принятых без ошибок (верно принятые), число блоков с обнаруженными ошибками, число не верно принятых блоков (ошибки не обнаружены) и общее число переданных блоков будут записаны в строку таблицы. Заполненную таблицу с результатами нескольких сеансов моделирования можно сохранить в файл формата comma separated values (csv) для дальнейшей обработки.

Для формирования блоков информационных символов используется Bernoulli Binary Generator из набора Communications Toolbox/Comm Sources/Random Data Sources. Линии, соединяющие блоки модели на рис.3.1, имеют обозначение размерности векторов передаваемых данных. Для кодирования и декодирования циклического

кода применяются блоки General CRC Generator и General CRC Syndrome Detector из набора Communications Toolbox/Error Detection and Correction/CRC.

На рис.3.3 приведена схема модели ДСК. Bernoulli Binary Generator формирует вектор ошибки из n двоичных символов, в котором с заданной в параметрах модели вероятностью ошибки бита появляются символы, равные единице. В результате выполнения операции побитового исключающего или (bitwise XOR) векторов, поступающих с выхода генератора Bernoulli Binary Generator и выхода кодера, в векторе данных кодера инвертируются двоичные символы на позициях, в которых в векторе ошибки присутствуют единицы.

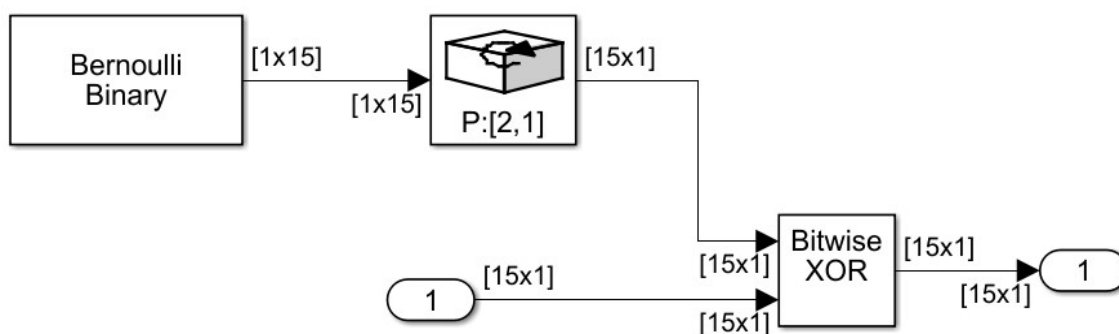


Рис. 3.3. Модель дискретного канала ДСК

3.4. Модель системы уровня линии передачи данных в режиме исправления ошибок

Модель системы уровня линии передачи данных в режиме исправления ошибок создано как приложение Syndrom.exe для ОС Windows. Структурная схема модели в основном совпадает со схемой, приведенной на рис.3.1. Отличие от модели системы уровня линии передачи данных в режиме обнаружения ошибок заключается в том, что декодер делает попытку исправить обнаруженные в блоке ошибки. Для

случая, когда количество ошибок в блоке не превышает исправляющей способности кода, попытка исправления будет успешной. В противном случае результатом работы декодера будет разрешенная комбинация, которая будет отличаться от переданного блока данных большим количеством бит, чем в блоке на входе декодера. Декодер в этом случае вносит дополнительные ошибки, попытка исправления будет неудачной. Второе отличие состоит в том, что эта модель позволяет выбрать модель дискретного канала:

- модель дискретного канала ДСК с независимыми ошибками;
- модель дискретного канала Гильберта с пакетированием ошибок.

Процесс моделирования разделен на 3 этапа. На первом этапе задаются параметры модели дискретного канала и формируется файл, содержащий номера передаваемых символов, которые будут приняты с ошибкой. Для модели дискретного канала Гильберта с пакетированием ошибок задаются вероятности переходов состояний канала из «плохого» в «хорошее», из «хорошего» в «плохое», вероятность возникновения ошибки 0.5 (значение по умолчанию) для канала в «плохом» состоянии, вероятность ошибки в «хорошем» состоянии предполагается такой маленькой, что на интервале времени «хорошего» состояния канала ошибки практически не возникают и ими можно пренебречь

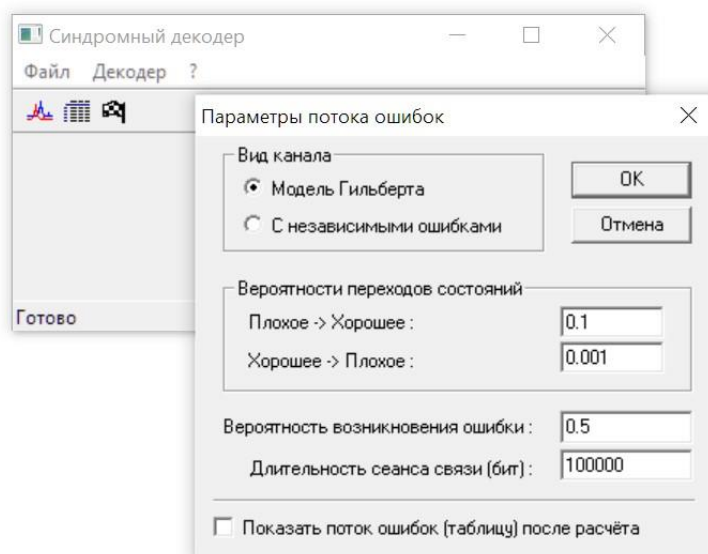


Рис. 3.4. Параметры потока ошибок

Для канала ДСК с независимыми ошибками задается только вероятность возникновения ошибки, которая является средней вероятностью ошибочного приема бита.

На втором этапе моделирования задаются параметры кода и производится расчет таблицы синдромов для исправления ошибок. Кодировующий многочлен (образующий полином) задается в виде двоичной последовательности — для полинома $x^4 + x^1 + 1$ вводим 10011. Поле максимальная кратность ошибок используется для задания кратности ошибок в блоке, которые будут исправляться в декодере. При установке в этом поле значения 0 декодер будет делать попытку исправить все обнаруженные ошибки.

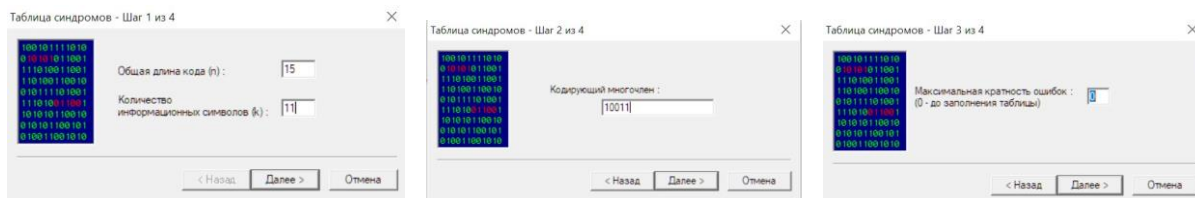


Рис. 3.5. Параметры кода

Третий этап моделирования состоит из выбора таблицы синдромов и проведение моделирования. В окне параметры эксперимента можно выбрать таблицу синдромов по имени файла, в котором записаны параметры кода – (n,k) , $g(x)$. Основным результатом моделирования является оценка эффективности использования кодирования с исправлением ошибок (применимость кода). Эффективность можно определить как отношение числа сообщений, переданных с использованием кодирования с исправлением ошибок к числу сообщений, переданных без кодирования в течение фиксированного по времени сеанса связи. Длительность сеанса определяется количеством передаваемых бит и задается при определении параметров потока ошибок (см. рис. 3.4). Количество бит в одном сообщении (длина файла) задается в окне параметров эксперимента (см. рис. 3.5). Каждое сообщение разделяется на блоки из k информационных бит, к ним добавляются проверочные символы и производится передача по дискретному каналу.

На приемной стороне из принятых блоков восстанавливаются сообщения. Сообщение будет принято верно при условии, что все блоки, на которые было разделено сообщение, доставлены без ошибок. При использовании кодирования можно рассчитывать на большее количество верно доставленных сообщений за счет исправления ошибок по сравнению с передачей без кодирования. Однако, при ограниченной длительности сеанса связи часть времени будет потрачена на передачу проверочных символов, а это приведет к меньшему числу попыток передачи сообщений по сравнению с передачей без кодирования.

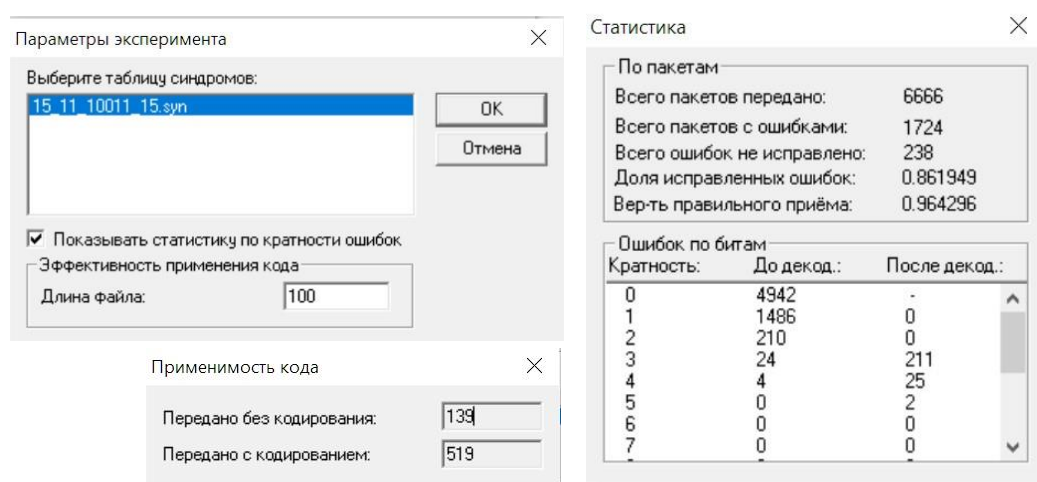


Рис. 3.6. Параметры и результаты моделирования

Если отношение числа сообщений, переданных с использованием кодирования с исправлением ошибок к числу сообщений, переданных без кодирования существенно больше 1, то применение кодирования является эффективным. В противном случае кодирование не целесообразно, т.к. без кодирования удалось доставить такое же или большее число сообщений.

В окне статистика приведена дополнительная информация о результатах моделирования. Таблица «Ошибок по битам» показывает распределение кратности ошибок (число бит с ошибками в блоке) до декодирования и после. В случае использования кода (15, 11) и образующего полинома $x^4 + x^1 + 1$ исправляются все однократные ошибки. При попытке исправить ошибки в блоках с кратностью ошибки 2 и более

декодер не справляется с задачей и кратность ошибок на выходе увеличивается.

3.5. Самостоятельная работа

3.5.1. Исследование модели системы уровня линии передачи данных в режиме обнаружения ошибок

Для блоков длиной $n = 7; 15; 31; 64$ и образующих полиномов, приведенных в таблице 3.1, определить минимальное число проверочных символов для каждого значения длины кода n , при котором достигается требуемая помехоустойчивость – вероятность ложного приема блока не превышает 10^{-6} .

Моделирование выполнить при трех значениях вероятности ошибки на бит: 0.05, 0.01 и 0.005.

Табл. 3.1. Параметры кода

n	k	t	g(x)	g(x) bin
7	4	1	[3; 1; 0]	1011
15	11	1	[4; 1; 0]	10011
	7	2	[8; 7; 6; 4; 0]	111010001
	5	3	[10; 8; 5; 4; 2; 1; 0]	10100110111
31	26	1	[5; 2; 0]	100101
	21	2	[10; 9; 8; 6; 5; 3; 0]	11101101001
	16	3	[15; 11; 10; 9; 8; 7; 5; 3; 2; 1; 0]	100011110101111
	11	5	[20; 18; 17; 13; 10; 9; 7; 6; 4; 2; 0]	101100010011011010101
	6	7	[25; 24; 21; 19; 18; 16; 15; 14; 13; 11; 9; 5; 2; 0]	11001011011110101000100101
63	57	1	[6; 1; 0]	1000011
	51	2	[12; 10; 8; 5; 4; 3; 0]	1010100111001
	45	3	[18; 17; 16; 15; 9; 7; 6; 3; 2; 1; 0]	1111000001011001111
	39	4	[24; 23; 22; 20; 19; 17; 16; 13; 10; 9; 8; 6; 5; 4; 2; 1; 0]	1110110110010011101110111
	36	5	[27; 22; 21; 19; 18; 17; 15; 8; 4; 1; 0]	1000011011101000000100010011
	30	6	[33; 32; 30; 29; 28; 27; 26; 23; 22; 20; 15; 14; 13; 11; 9; 8; 6; 5; 2; 1; 0]	1101111100110100001110101101100111
	24	7	[39; 38; 37; 36; 34; 33; 31; 28; 27; 25; 23; 22; 17; 11; 8; 5; 0]	1111011010011010110000100000100100100001
	18	10	[45; 43; 42; 41; 40; 37; 36; 31; 29; 28; 26; 24; 21; 19; 16; 15; 14; 12; 9; 8; 7; 6; 4; 2; 0]	1011110011000010110101001010011101001111010101

По результатам испытаний выбрать лучший код (n,k) , который обеспечивает вероятность ложного приема блока не более 10^{-6} , с использованием следующих критериев:

а) Избыточность кода, определяемая отношением числа проверочных символов к общему числу символов в блоке $I=(n-k)/n$.

б) Время передачи файла при использовании помехоустойчивого кодирования и автоматического запроса повторной передачи блоков, в которых обнаружены ошибки.

Время передачи файла можно рассчитать по формуле:

$$T_{\phi}=(M/k)*n*T*L, \quad (3.9)$$

где M — число бит в файле,

(n,k) — параметры кода,

$1/T$ — скорость передачи данных,

среднее число попыток передачи каждого блока $L=1/p_0$, вероятность доставки блока без ошибок с первой попытки $p_0 = N_b/N$, N_b — число верно принятых блоков, N — общее число переданных блоков.

3.5.2. Исследование модели системы уровня линии передачи данных в режиме исправления ошибок

Для модели дискретного канала с независимыми ошибками и модели Гильберта нужно найти помехоустойчивый код, обладающий наивысшей эффективностью передачи сообщений. Для выбора параметров кода использовать таблицу 3.1.

Для модели с независимыми ошибками исследование провести при 3 различных значениях вероятности ошибки в канале: 0.02, 0.008, 0.005.

Для модели Гильберта исследование провести при 3 различных значениях вероятности перехода из «хорошего» состояния в «плохое»: 0.003, 0.001, 0.0005.

Список литературы

1. M. Hata. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 29, no. 3, pp. 317-325, Aug. 1980.
2. Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems. COST 231 Final Report.
3. ITU-R M.1225. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000. 1997.
4. 3GPP TR 36.873, "Study on 3D channel model for LTE," v. 12.7.0, 2017.
5. ITU-R M.2135, "Guidelines for evaluation of technologies for IMT-Advanced," ITU-R, Dec. 2009.
6. IEEE 802.11-03/940r4. IEEE P802.11 Wireless LANs. TGn Channel Models. 2004.
7. IEEE 802.11-09/0308r12 . IEEE P802.11 Wireless LANs. TGac Channel Model Addendum. 2010.
8. Джон Дж. Прокис. Цифровая связь / Прокис Дж.; Пер. с англ. под ред. Кловского Д.Д. - М. : Радио и связь, 2000. - 797 с
9. SIMULINK [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://exponenta.ru/simulink> (дата обращения: 17.03.2022).
10. Когновицкий, О.С. Практика помехоустойчивого кодирования : в 2 ч.: учебное пособие / О.С. Когновицкий, В.М. Охорзин, С.С. Владимиров ; СПбГУТ. — СПб, 2018.
11. Jeruchim, Michel C., Philip Balaban, and K. Sam Shanmugan, Simulation of Communication Systems, Second Edition, New York, Kluwer Academic Publishers, 2000.