Международный союз электросвязи



Отчет MCЭ-R SM.2028-2 (06/2017)

Методика моделирования методом Монте-Карло, применяемая в исследованиях совместного использования частот различными радиослужбами или системами и их совместимости

> Серия Управление использованием спектра



Предисловие

Роль Сектора радиосвязи заключается в обеспечении рационального, справедливого, эффективного и экономичного использования радиочастотного спектра всеми службами радиосвязи, включая спутниковые службы, и проведении в неограниченном частотном диапазоне исследований, на основании которых принимаются Рекомендации.

Всемирные и региональные конференции радиосвязи и ассамблеи радиосвязи при поддержке исследовательских комиссий выполняют регламентарную и политическую функции Сектора радиосвязи.

Политика в области прав интеллектуальной собственности (ПИС)

Политика МСЭ-R в области ПИС излагается в общей патентной политике МСЭ-Т/МСЭ-R/ИСО/МЭК, упоминаемой в Резолюции МСЭ-R 1. Формы, которые владельцам патентов следует использовать для представления патентных заявлений и деклараций о лицензировании, представлены по адресу: <u>http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en</u>, где также содержатся Руководящие принципы по выполнению общей патентной политики МСЭ-Т/МСЭ-R/ИСО/МЭК и база данных патентной информации МСЭ-R.

	Серии Отчетов МСЭ- R	
	(Представлены также в онлайновой форме по адресу: <u>http://www.itu.int/publ/R-REP/en</u> .)	
Серия	Название	
BO	Спутниковое радиовещание	
BR	Запись для производства, архивирования и воспроизведения; пленки для телевидения	
BS	Радиовещательная служба (звуковая)	
BT	Радиовещательная служба (телевизионная)	
F	Фиксированная служба	
Μ	Подвижные службы, служба радиоопределения, любительская служба и относящиеся к ним спутниковые службы	
Р	Распространение радиоволн	
RA	Радиоастрономия	
RS	Системы дистанционного зондирования	
S	Фиксированная спутниковая служба	
SA	Космические применения и метеорология	
SF	Совместное использование частот и координация между системами фиксированной спутниковой службы и фиксированной службы	
SM	Управление использованием спектра	

Примечание. – Настоящий Отчет МСЭ-R утвержден на английском языке Исследовательской комиссией в соответствии с процедурой, изложенной в Резолюции МСЭ-R 1.

Электронная публикация Женева, 2020 г.

© ITU 2020

Все права сохранены. Ни одна из частей данной публикации не может быть воспроизведена с помощью каких бы то ни было средств без предварительного письменного разрешения МСЭ.

ОТЧЕТ МСЭ-R SM.2028-2*

Методика моделирования методом Монте-Карло, применяемая в исследованиях совместного использования частот различными радиослужбами или системами и их совместимости

(2001-2002-2017)

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

1	Базова	я информация	3
2	Обзор методики моделирования методом Монте-Карло		3
	2.1	Пояснительный пример (только нежелательные излучения, источник помех с наибольшим влиянием)	4
3	Требон	зания к архитектуре	6
	3.1	Подсистема генерации событий	6
	3.2	Вычисления уровней помех	7
Прил	южение	21 – Перечень входных параметров	8
Прил	южение	2 – Подсистема генерации событий	10
Прил	агаемы	й документ 1 к Приложению 2 – Модель распространения радиоволн	21
1	Модель распространения радиоволн согласно Рекомендации МСЭ-R Р.452		
2	Потери на свободной от препятствий трассе прямой видимости		
3	Модель распространения радиоволн согласно Рекомендации МСЭ-R P.528 для воздушной и спутниковой служб		24
4	Модель распространения радиоволн согласно Рекомендации МСЭ-R Р.1411		25
5	Модель распространения радиоволн в диапазонах ОВЧ/УВЧ (Рекомендация МСЭ-R P.1546)		25
6	Расширенная модель Хата		26
	6.1	Расчет медианных потерь L на трассе	27
	6.2	Оценка стандартного отклонения для логнормального распределения	28
7	Модель дифракции над сферической поверхностью		28
8	Комбинированные модели распространения радиоволн в помещениях и вне помещений з		31
9	Модел	ь распространения радиоволн ОЦГ 5-6	33
10	Модель распространения Лонгли-Райса (ITM)		34
11	Молель распространения ралиоволн IEEE 802.11. молель С		
Прил	рилагаемый локумент 2 к Приложению 2 – Функция регулирования мощности		36
Прил	агаемы	й документ 3 к Приложению 2 – Определения статистических распределений	37
Прил	агаемы	й документ 4 к Приложению 2 – Генерация псевдослучайных чисел	38
Прил	Ірилагаемый документ 5 к Приложению 2 – Блок-схема для вычисления <i>dRSS</i>		

^{* 1-}я Исследовательская комиссия по радиосвязи внесла редакционные поправки в текст настоящего Отчета в 2018 году в соответствии с Резолюцией МСЭ-R 1.

Прилагаемый документ 6 к Приложению 2 – Вычисление уровня <i>iRSS</i> , обусловленного нежелательными излучениями и блокированием
Прилагаемый документ 7 к Приложению 2 – Блокирование приемника
1 Базовая концепция
2 Измерение уровня блокирования
3 Уровень ослабления в приемнике
Прилагаемый документ 8 к Приложению 2 – Вычисление уровня <i>iRSS</i> , обусловленного интермодуляцией
Прилагаемый документ 9 к Приложению 2 – Интермодуляция в приемнике
Прилагаемый документ 10 к Приложению 2 – Влияние различий в ширине полос частот
Прилагаемый документ 11 к Приложению 2 – Размер ячейки радиосвязи в сети, ограниченной шумом
Прилагаемый документ 12 к Приложению 2 – Диаграмма направленности антенны
Ссылки
Библиография
Приложение 3 – Подсистема оценки распределений
Прилагаемый документ 1 к Приложению 3 – Проверка на точность соответствия по критерию "хи-квадрат"
Прилагаемый документ 2 к Приложению 3 – Испытание на устойчивость по критерию Колмогорова-Смирнова.
Приложение 4 – Подсистема расчета помех

Резюме

В настоящем Отчете приводятся общие сведения о методике моделирования ситуаций радиосвязи методом Монте-Карло. Кроме того, Отчет содержит спецификацию для программного обеспечения Spectrum Engineering Advanced Monte Carlo Analysis Tool (SEAMCAT), в котором методика, основанная на методе Монте-Карло, реализуется применительно к сценариям радиосвязи.

Общие положения

Проблема нежелательных излучений как серьезный фактор, влияющий на эффективность использования радиочастотного спектра, является предметом подробного обсуждения на различных форумах, в рамках Европейской конференции администраций почт и электросвязи (СЕПТ) и за ее пределами. В связи с потребностью в переоценке предельных уровней нежелательных излучений, указанных в Приложении **3** к Регламенту радиосвязи (РР), широко признается, что для этой цели предпочтителен тот или иной общий метод.

Одна из многочисленных причин предпочтительности общих методов – это *априорная* возможность их применения к новым системам и технологиям связи по мере их возникновения. Другая причина в том, что только общий метод имеет шанс стать основой общепризнанного средства анализа.

Описываемое в настоящем Отчете средство моделирования ситуаций радиосвязи методом Монте-Карло разрабатывается Комитетом по электронным средствам связи (КЭСС) СЕПТ с учетом приведенных выше соображений.

SEAMCAT

Программное обеспечение SEAMCAT представляет собой реализацию основанной на методе Монте-Карло модели ситуаций радиосвязи, разработанной группой администраций СЕПТ, членов Европейского института стандартизации электросвязи (ЕТСИ) и международных научных организаций. SEAMCAT имеет открытые исходные программные средства и распространяется Европейским бюро связи СЕПТ (ЕСО)¹, которое располагается в Копенгагене.

1 Базовая информация

Для переоценки предельных уровней нежелательных излучений, указанных в Приложении **3** к Регламенту радиосвязи (PP), необходимо было разработать программное средство анализа, которое позволяло бы оценивать уровень помех, воздействующих на репрезентативные приемники. В МСЭ-R принято решение о том, что уровень помех следует выражать в терминах вероятности ухудшения характеристик приема рассматриваемого приемника в присутствии источника помех. Для оценки этой вероятности требуется статистическое моделирование сценариев помех. В настоящем Отчете излагается методика такого моделирования и выдвигается предложение по архитектуре программного средства, реализующего эту методику.

Статистическая методика, описываемая здесь и используемая для разработки программных средств, наиболее широко известна как метод Монте-Карло. Термин "Монте-Карло" ввели фон Нейман и Улам² во время Второй мировой войны в качестве кодового названия для секретного направления работ по решению статистических задач, связанных с созданием атомной бомбы. С тех пор метод Монте-Карло применяется для моделирования случайных процессов. В основе его лежит принцип взятия выборок случайных переменных исходя из определенных для них функций плотности вероятности. Этот метод можно считать наиболее эффективным и распространенным способом анализа сложных статистических задач.

Данный подход является:

- общим: с помощью одной модели можно исследовать разнообразные сценарии помех;
- гибким: он легко может применяться для решения сложных (составных) сценариев помех.

2 Обзор методики моделирования методом Монте-Карло

Эта методика пригодна для рассмотрения следующих аспектов инженерно-технической поддержки использования спектра:

- исследование возможности совместного использования частот различными радиосистемами, работающими в одной и той же или соседних полосах частот, и совместимости этих систем;
- оценка масок передатчика и приемника;
- оценка предельных значений таких параметров, как уровни блокирования, нежелательных (побочных и внеполосных) излучений или интермодуляции.

Метод Монте-Карло может применяться практически для всех сценариев радиопомех. Такая гибкость достигается за счет того, как задаются параметры системы: данный метод предусматривает возможность ввода ряда переменных параметров (например, излучаемая мощность, высота, местоположение, азимут и угол места передающей и приемной антенн) с учетом функций их статистического распределения. Вот почему даже очень сложные ситуации можно смоделировать с помощью относительно простых элементарных функций. Можно оптимизировать ряд различных систем, например:

- радиовещательные системы (наземные и спутниковые);
- системы подвижной связи (наземной и спутниковой);
- системы связи пункта с пунктом;

¹ ECO: <u>www.cept.org/eco</u>, <u>eco@eco.cept.org</u>.

² <u>http://library.lanl.gov/cgi-bin/getfile?00326866.pdf</u>.

- системы связи пункта с многими пунктами и т. д.

Принцип действия метода лучше всего объясняется следующим примером, где в качестве единственного механизма помех предполагаются нежелательные излучения. Вообще говоря, метод Монте-Карло применим и к другим явлениям в среде радиосвязи, таким как внеполосные излучения, блокирование приемника и интермодуляция.

Вот некоторые примеры применения этой методики:

- исследование совместимости цифровой системы персональной подвижной связи (TETRA) и системы GSM на частоте 915 МГц;
- исследования совместного использования частот системами ΦС и ΦСС;
- исследования совместного использования частот устройствами малого радиуса действия (Bluetooth) и локальными радиосетями (RLAN) в диапазоне 2,4 ГГц, выделенном для промышленного, научного и медицинского (ПНМ) применения;
- исследование совместимости системы Международной подвижной электросвязи (IMT-2000) и PCS1900 на частотах около 1,9 ГГц;
- исследование совместимости сверхширокополосных систем и других радиосистем, работающих в тех же полосах частот.

2.1 Пояснительный пример (только нежелательные излучения, источник помех с наибольшим влиянием)

Предполагается, что для возникновения помехи необходимо, чтобы отношение несущая/помеха *C/I* на входе приемника было ниже определенного минимального уровня. Чтобы рассчитать отношение *C/I* на входе приемника, необходимо определить статистические характеристики уровней полезного и нежелательного сигналов. Предполагается, что источниками нежелательных излучений в этой модели служат работающие передатчики. Более того, считается, что вклад в помехи вносят только побочные излучения, попадающие в полосу пропускания приемника. Пример сценария помех, создаваемых фиксированной службе от подвижной службы, приведен на рисунке 1.



РИСУНОК 1

Пример сценария помех, создаваемых телевизионному приемнику от портативных радиостанций

На рисунке показано множество потенциальных передатчиков подвижной связи. Только некоторые из них ведут передачу одновременно, а еще меньшее их количество излучает нежелательную энергию в полосе пропускания приемника на линии связи, испытывающей помехи. Предполагается, что помехи возникают в результате нежелательных излучений от передатчика, оказывающего наибольшее воздействие, с наименьшими потерями на трассе (медианные потери на распространение + дополнительная изменчивость затухания + изменчивость мощности передачи) к приемнику.

Пример процесса моделирования методом Монте-Карло для расчета вероятности помех, обусловленных нежелательными излучениями, показан на рисунке 2. В каждом испытании делается случайная выборка уровней полезного сигнала исходя из соответствующего распределения. Для заданного уровня полезного сигнала по значению отношения *С*/*I* приемника на рисунке определяется максимально допустимый уровень нежелательного сигнала на входе приемника.



РИСУНОК 2

Пример формулировок для процесса оценивания методом Монте-Карло

Для всего множества источников помех, которые окружают и воздействуют на приемник, рассчитывается уровень развязки, обусловленный местоположением, потерями на распространение (включая все виды изменчивости и дополнительных потерь) и избирательностью антенны. Наименьший уровень развязки определяет максимально допустимый уровень нежелательных сигналов, которые могут излучаться любым из передатчиков в ходе данного испытания.

По итогам множества испытаний можно построить гистограмму уровней нежелательных сигналов, а затем для заданной вероятности помех определить соответствующий ей уровень нежелательного сигнала.

Варьируя значения различных входных параметров для этой модели и задавшись надлежащей плотностью источников помех, можно проанализировать большое разнообразие сценариев помех.

Report SM.2028-02

3 Требования к архитектуре

Одним из основных требований является выбор такой архитектурной структуры для средства моделирования, которая была бы достаточно гибкой при проведении анализа сложных сценариев помех, предполагающих наличие разнородного совместно используемого оборудования радиосвязи на одной территории и/или множества источников помех (например, внеполосные излучения, побочные излучения, интермодуляционные помехи...), а также возможность одновременной обработки этих ситуаций.

Другие требования заключаются в том, чтобы предлагаемая архитектура состояла из модульных элементов и была достаточно универсальной, чтобы допускать обработку сложных сценариев помех.

С учетом этих требований в программном обеспечении SEAMCAT были реализованы описываемые ниже абстрактные функциональные возможности, для чего при необходимости могут подключаться соответствующие внешние модули (плагины).



Список параметров помех с указанием подсистем обработки, к которым они относятся, приведен в Приложении 1.

3.1 Подсистема генерации событий

Параметры системы, испытывающей помехи, и источников помех берутся из настроек рабочей области.

Подсистема моделирования помех выполняет следующие функции:

- моделирование системы, испытывающей помехи, с генерацией полезных сигналов;
- моделирование источника помех с генерацией мешающих сигналов;
- сохранение полученных значений в соответствующем результирующем векторе.

Процесс повторяется *N* раз, где *N* – это количество испытаний, которое должно быть достаточно велико, чтобы результаты были статистически значимыми.

Испытания с параметрами, общими для радиотрасс полезных и мешающих сигналов, выполняются параллельно, чтобы выявить возможную корреляцию между этими сигналами. В такой реализации не учитываются редкие ситуации, когда один механизм помех инициируется другой помехой (например, мощное излучение одного передатчика смешивается с побочным излучением другого передатчика, порождая интермодуляционные помехи).

Блок-схема и подробное описание алгоритма ЕGE приведены в Приложении 2.

Отчет МСЭ-К SM.2028-2

Перечень потенциальных источников радиопомех, которые можно найти в радиосреде, включает:

помеховые явления, связанные с передатчиками:

- нежелательные (побочные и внеполосные) излучения;
- широкополосный шум;
- интермодуляция;
- излучения в соседнем канале;
- излучения в совмещенном канале;

помеховые явления, связанные с приемниками:

побочные излучения;

фоновый шум:

- шум антенны;
- промышленный шум.

Другие параметры, характеризующие восприимчивость приемника к помехам:

- уровень блокирования;
- перегрузка;
- подавление интермодуляционных помех;
- подавление помех по соседнему и совмещенному каналам;
- подавление помех по побочным каналам.

Все перечисленные выше источники помех можно разделить на три основные категории механизма помех: нежелательные излучения, интермодуляция и восприимчивость приемника к помехам. Для каждой из этих трех категорий требуется своя модель физических процессов, характерных для соответствующего механизма помех. Промышленный шум и шумовая температура антенны могут считаться добавлением к уровню теплового шума, снижая чувствительность приемника, и могут быть введены в модель, в случае когда критерием помех служит отношение I/N (отношение помеха/шум) или C/(I + N) (полезный сигнал/помеха + шум)³.

3.2 Вычисления уровней помех

Вычисления уровней помех выполняются по программе SEAMCAT с помощью плагина с использованием результатов, собранных подсистемой моделирования помех в целях расчета вероятности превышения предельного уровня для выбранного критерия – C/I, C/(N + I), (N + I)/N или I/N. В этом плагине предусмотрено два режима расчета вероятностей:

режим совместимости:

выдается одиночный результат, показывающий вероятность превышения предельного уровня по выбранному критерию;

– режим преобразования:

выдается распределение вероятностей, касающихся изменения того или иного контрольного параметра, например повышения передаваемой мощности мешающего сигнала или ослабления полезного сигнала относительно предельного уровня по выбранному критерию, что приводит к блокированию приемника при воздействии помех.

В обоих режимах возможно комбинирование результатов, полученных для нескольких параметров (нежелательные излучения, блокирование приемника, интермодуляция и перегрузка).

Подробнее методика расчета помех описывается в Приложении 4.

7

³ Не все перечисленные выше источники учитываются в средстве моделирования SEAMCAT по отдельности. Некоторые из них объединяются под общим параметром: например, в маске излучения передатчика учитываются нежелательные (побочные и внеполосные) излучения и излучения в соседнем канале.

Приложение 1

Перечень входных параметров

В схематическом сценарии, который показан на рисунке ниже, полезный сигнал на приемник линии, испытывающей помехи (VLR), поступает с передатчика той же линии (VLT). Приемник линии, испытывающей помехи, работает в окружении одного или нескольких передатчиков мешающих линий (ILT), и, соответственно, на него также поступают мешающие сигналы от этих передатчиков, как показано на рисунке 4.

РИСУНОК 4





Report SM.2028-04

Для входных параметров применяются следующие правила:

- прописной буквой, например *P*, обозначается функция распределения;
- строчной буквой, например *p*, обозначается переменная (результат вычисления или испытания);
- посредством индекса дается ссылка на один из действующих элементов:
 - в случае полезной системы: передатчик (VLT) и приемник (VLR) линии, испытывающей помехи;
 - в случае мешающей системы: передатчик (ILT) и приемник (ILR) мешающей линии.

Параметры передатчика линии, испытывающей помехи (VLT, или передатчика полезного сигнала)

$P_{VLT}^{supplied}$:	распределение уровня мощности для различных передатчиков (дБм);
$P_{VLT}^{supplied}$:	одиночное значение уровня мощности, случайно выбранное из указанного выше распределения (дБм);
g_{VLT}^{max} :	максимальный коэффициент усиления антенны (дБи);
pattern _{VLT} :	коэффициент направленного действия антенны в пределах рабочей полосы частот (дБ) (задается в виде функции или в табличной форме);
φ_{VLT} :	распределение азимутов антенны (1/°);
θ_{VLT} :	распределение углов места антенны (1/°);
H_{VLT} :	распределение высот антенны (1/м);
R_{VLT}^{max} :	радиус покрытия передатчика линии, испытывающей помехи (км) (не требуется
	для линии связи пункта с пунктом).

C/I, C/(N + I), (N + I)	N/N или I/N – защитное отношение (дБ);
g_{VLR}^{max} :	максимальный коэффициент усиления антенны (дБи);
pattern _{VLR}	коэффициент направленного действия антенны в пределах рабочей полосы частот (дБ) (задается в виде функции или в табличной форме);
H_{VLR} :	распределение высот антенны (1/м);
block :	частотная характеристика приемника (дБ);
a _{VLR} :	характеристика восприимчивости приемника к помехам выражается как отношение уровней полезного и мешающего сигналов, при котором характеристики приемника становятся неприемлемыми, и как функция разноса двух сигналов по частоте;
intermod :	интермодуляционная характеристика приемника (дБ)
	Интермодуляционная характеристика – это мера способности приемника принимать полезный модулированный сигнал без недопустимого ухудшения характеристик приема в присутствии двух нежелательных сигналов при конкретном соотношении между частотой этих сигналов и частотой полезного сигнала;
f_{VLR} :	частота (МГц);
sens _{VLR} :	чувствительность приемника линии, испытывающей помехи (дБм);
b_{VLR} :	ширина полосы пропускания приемника линии, испытывающей помехи (кГц).

Параметры передатчика мешающей линии (ILT)

$P_{ILT}^{supplied}$:	распределение уровня мощности для различных передатчиков (дБм);
$p_{ILT}^{t_hold}$:	пороговый уровень регулирования мощности (дБм);
$p_{ILT}^{dyc_rg}$:	динамический диапазон регулирования мощности (дБ);
$p_{ILT}^{st_rg}$:	диапазон изменения шага регулирования мощности (дБ);
g_{ILT}^{max} :	максимальный коэффициент усиления антенны (дБи);
R_{ILT}^{max} :	радиус покрытия передатчика мешающей линии (км);
R_{simu} :	радиус зоны, в которой распределены источники помех (км);
d_0 :	минимальное защитное расстояние (км) между приемником линии, испытывающей помехи, и передатчиком мешающей линии;
pattern _{ILT} :	коэффициент направленного действия антенны (дБ) (задается в виде функции или в табличной форме);
emission_rel _{ILT} :	относительная маска излучений (дБн/(эталонная ширина полосы)) используется только для источника помех и состоит из уровня полезного сигнала и уровней всех нежелательных излучений, частично включая нижний уровень мощности излучения, в зависимости от параметров регулирования мощности;
emission_floor _{ILT} :	нижний абсолютный уровень мощности излучения (дБм/(эталонная ширина полосы)) используется только для источника помех и представляет собой уровень нежелательных излучений при наименьшей возможной мощности передатчика.

Следует отметить, что вплоть до версии 1.1.5 SEAMCAT эталонная ширина полосы для нижнего уровня мощности излучения была фиксированной и составляла 1 МГц.

f_{ILT} :	частота (МГц);
dens _{ILT} :	плотность (1/км ²);
p_{ILT}^{tx} :	вероятность передачи (%), служащая статистическим описанием активности излучателей, усредненной по большому числу пользователей и за длительный период времени;
<i>temp_{ILT}</i>	нормированная временная функция изменчивости активности в зависимости от времени дня (1/ч) (коэффициент активности).

Параметры приемника мешающей линии (ILR, или приемника мешающего сигнала), относящиеся к воздействию передатчика мешающей линии

g_{ILR}^{max} :	максимальный коэффициент усиления антенны (дБи);
pattern _{ILR} :	коэффициент направленного действия антенны (дБ) (задается в виде функции или в табличной форме);
H_{ILR} :	распределение высот антенны (1/м);
sens _{ILR} :	динамическая чувствительность приемника линии, испытывающей помехи, с учетом запаса на быстрые замирания и внутрисистемные помехи (дБм).

Параметры окружающей среды и распространения радиоволн

$f_{propag}:$	закон распространения с учетом медианных потерь + изменчивости (дан в Прилагаемом документе 1 к Приложению 2);
f_{median} :	закон распространения с учетом только медианных потерь (дан в Прилагаемом документе 1 к Приложению 2);
env:	тип окружающей среды (в помещениях/вне помещений, город/пригород/открытая местность).

Приложение 2

Подсистема генерации событий

Введение

В настоящем Приложении описывается способ формирования сигналов, используемых в сценариях помех: полезного сигнала и мешающих сигналов, обусловленных нежелательными излучениями, блокированием и интермодуляцией. Полученные расчетным способом сигналы сохраняются в массиве, который служит входным параметром для DEE, как показано на рисунке 5.



Общая схема алгоритма работы подсистемы генерации событий (EGE)



Report 2028-05

Входные данные

Входные параметры определяются в Приложении 1. Все действующие участники испытания показаны на рисунке 6.

Выходные данные

dRSS :	уровень полезного принимаемого сигнала (дБм);
iRSS _{spur} :	уровень принимаемого мешающего сигнала, включая нежелательные излучения (дБм);
iRSS _{blocking} :	уровень принимаемого мешающего сигнала, обусловленного блокированием (дБм);
<i>iRSS</i> _{intermod} :	уровень принимаемого мешающего сигнала, обусловленного интермодуляцией (дБм).

Отчет МСЭ-К SM.2028-2



Действующие участники подсистемы генерации событий



Вычисления

В этом разделе:

- *Т* представляет испытание исходя из заданного распределения (алгоритм описывается в Прилагаемом документе 4);
- распределения $U(0, 1), G(\sigma)$ и $R(\sigma)$ определяются в Прилагаемом документе 3;
- блок-схема расчета *dRSS* приведена в Прилагаемом документе 5, а блок-схемы расчетов *iRSS* в Дополнениях 6 и 8.

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – Расстояния *d* между передатчиками и приемниками указываются в км.

a) Вычисление dRSS

Есть три способа определения *dRSS*: в зависимости от переменного расстояния, для фиксированного расстояния или по заданному распределению сигнала (см. Прилагаемый документ 5).

Случай переменного расстояния:

$$dRSS = f(p_{VLT}^{supplied}, g_{VLT \rightarrow VLR}, pl_{VLT \leftrightarrow VLR}, g_{VLR \leftrightarrow VLT}) = p_{VLT}^{supplied} + g_{VLT \rightarrow VLR}(f_{VLR}) - pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) + g_{VLR \leftrightarrow VLT}(f_{VLR}) - pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) - pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) + g_{VLR \leftrightarrow VLT}(f_{VLR}) - pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) + g_{VLR \leftrightarrow VLT}(f_{VLR}) - pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) - pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) + g_{VLR \leftrightarrow VLT}(f_{VLR}) - pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) - pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) - pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) + pl_{VLT \leftrightarrow VLR}(f_{VLR}) - pl_{V$$

Если уровень принимаемого сигнала не может превысить некоторого заданного значения (то есть если он зависит от регулирования мощности, реализуемого в системе, испытывающей помехи), то

 $dRSS = \min(dRSS, dRSS_{max})$ с использованием ранее вычисленного значения dRSS,

где

 f_{VLR} : частота сигнала, принимаемого приемником системы, испытывающей помехи:

 $f_{VLR} = T(f_{VLR}).$

Эта частота может быть установлена постоянной или взята из некоторого распределения, например дискретного распределения частот (см. Прилагаемый документ 3). Вообще говоря, частота сигнала линии, испытывающей помехи, не должна быть фиксированной, а должна рассчитываться и выбираться случайным образом, как и частота источника помех, используя дискретное распределение (см. также пункт b));

*p*_{VLT}^{supplied} : распределение максимальных уровней мощности, воздействующих на антенну передатчика линии, испытывающей помехи:

 $p_{VLT}^{supplied} = T \Big(P_{VLT}^{supplied} \Big);$

*pl*_{VLT↔VLR}: потери на трассе между передатчиком и приемником линии, испытывающей помехи (с учетом потерь на распространение, медленных замираний и потерь, вызванных отражением от препятствий). В зависимости от того, к какому значению *dRSS* применяются критерии помех – к мгновенному (без учета рэлеевских замираний) или к среднему, –

$$pl_{VLT \rightarrow VLR} = f_{propag} (f_{VLR}, h_{VLR}, h_{VLT}, d_{VLT \leftrightarrow VLR}, env)$$

или

 $pl_{VLT\leftrightarrow VLR} = f_{median}(f_{VLR}, h_{VLR}, h_{VLT}, d_{VLT\leftrightarrow VLR}, env),$

где

 h_{VLR} :

высота антенны приемника линии, испытывающей помехи:

$$h_{VLR} = T(H_{VLR}),$$

например: $h_{VLR} = T\left(U\left(h_{VLR}^{min}, h_{VLR}^{max}\right)\right) = h_{VLR}^{min} + \left(h_{VLR}^{max} - h_{VLR}^{min}\right)T(U(0,1));$

*h*_{VLT}: высота антенны передатчика линии, испытывающей помехи:

 $h_{VLR} = T\left(U\left(h_{VLT}^{min}, h_{VLT}^{max}\right)\right) = h_{VLT}^{min} + \left(h_{VLT}^{max} - h_{VLT}^{min}\right)T(U(0, 1));$

 $h_{VLT} = T(H_{VLT}),$

например:

 $d_{VIT \leftrightarrow VIR}$: расстояние между приемником и передатчиком линии, испытывающей помехи:

$$d_{VLT\leftrightarrow VLR} = T(R_{max}^{VLT}),$$

например: $d_{VLT \leftrightarrow VLR} = R_{max}^{VLT} \sqrt{T(U(0, 1))}.$

Рассматриваются три варианта выбора *R*^{VLT}_{max}.

Вариант 1. Заданное расстояние R_{max}^{VLT} .

Вариант 2. Сеть, ограниченная шумом.

R^{*VLT*}: определяется из следующего уравнения:

$$f_{median}(f_{VLR}, h_{VLR}, h_{VLT}, d_{VLT \leftrightarrow VLR}, env) + f_{slowfading}(X\%) = P_{VLT}^{supplied} + g_{VLT}^{max} + g_{VLR}^{max} - sens_{VLR}$$

где

fmedian:	потери на распространение без учета медленных замираний;
$f_{slow fading}(X\%)$:	запас на замирание, вводимый для учета потерь в покрытии в размере $1-X$ %.
	В случае логнормального замирания и 95%-ной потери в покрытии на границе зоны покрытия значение <i>f_{slowfading}</i> для больших расстояний хорошо известно и равняется 1,64, умноженному на стандартное отклонение потерь на распространение. Подробнее об определении размера ячейки радиосвязи в сети, ограниченией измом, см. в Принагаемом документе 11
Вариант 3.	Сеть, ограниченная трафиком:

$$R_{max}^{VLT} = \sqrt{\frac{n_{channels} \ n_{userperchannel}}{\pi \ dens_{max} \ cluster_{frequency}}}$$

*g*_{VLT→VLR}: коэффициент усиления антенны передатчика линии, испытывающей помехи, в направлении приемника той же линии:

$$g_{VLT \to VLR} = f\left(g_{VLT}^{max}, pattern_{VLT}\right) = g_{VLT}^{max} \times pattern_{VLT}(\theta_{VLT \to VLR}, \phi_{VLT \to VLR}, f_{VLR}),$$

где

(θ_{VLT→VLR}, φ_{VLT→VLR}):азимутальный угол и угол места между верхними точками антенн передатчика линии, испытывающей помехи, и приемника той же линии,

например: $\theta_{VLT \to VLR} = T(U(0, 2\pi)) = 2\pi \times T(U(0, 1));$

$$\varphi_{VLT \to VLR} = T\left(U\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)\right) = \pi \times T(U(0, 1)) - \frac{\pi}{2}$$

Расчет коэффициента усиления диаграмм направленности симметричных антенн см. в Прилагаемом документе 12;

 $g_{VLR \to VLT}$: коэффициент усиления антенны приемника на линии, испытывающей помехи, в направлении передатчика той же линии:

$$g_{VLR \to VLT} = f(g_{VLR}^{max}, pattern_{VLR}) = g_{VLR}^{max} \times pattern_{VLR} (\theta_{VLT \to VLR} + \pi, -\phi_{VLT \to VLR}, f_{VLR}).$$

Случай фиксированных расстояний:

P^{*nominal*} : распределение номинальной мощности;

 f_{fading} , fixed link :

распределение замираний.

$$dRSS = f\left(P_{VLT}^{nominal}, f_{fading, fixed link}\right) = T\left(P_{VLT}^{nominal}\right) - T\left(f_{fading, fixed link}\right)$$

Случай заданного dRSS: распределение задается пользователем.

b) Вычисление *iRSS*_{block}

$$iRSS_{block} = \sum_{j=1}^{n_{interferers}} f\left(p_{ILT}^{supplied}, g_{ILT}^{pc}, g_{ILT \to VLR}, pl_{ILT \leftrightarrow VLR}, a_{VLR}, g_{VLR \to ILT}\right)_{j} = 10 \log \sum_{j=1}^{n_{interferers}} 10^{i_{block}/10},$$

где сигнал *j*-го источника помех определяется формулой:

$$i_{block_j} = \left(p_{ILT}^{supplied} + g_{ILT}^{PC} + g_{ILT \to VLR}(f_{ILT}) - pl_{ILT \leftrightarrow VLR} - a_{VLR} + g_{VLR \to ILT}(f_{ILT}) \right)_j$$

и где для каждого источника помех:

f_{ILT}:

частота передачи источника помех:

 $f_{ILT} = T(f_{ILT}).$

В случае дискретного распределения частот см. Прилагаемый документ 3.

Следует отметить то очевидное обстоятельство, что испытание для частоты dRSS, f_{VLR} , проводится один и только один раз в каждом раунде моделирования, то есть f_{VLR} подбирается единожды, как и местоположения станций, испытывающих помехи, мощность передачи полезного сигнала и другие распределения, относящиеся к линии, испытывающей помехи. Эти значения, полученные выборкой из соответствующих распределений dRSS, используются затем в более чем N испытаниях iRSS (где N – количество источников помех).

Если бы можно было ограничить случайность некоторых параметров, то модель могла бы использоваться не только для моделирования, но и для более точных расчетов. Это облегчило бы проверку достоверности результатов моделирования;

 Psupplied
 :
 максимальная мощность, подаваемая на антенну передатчика мешающей линии (на этапе до регулирования мощности):

$$p_{ILT}^{supplied} = T \left(P_{ILT}^{supplied} \right);$$

g^{*PC*} : коэффициент усиления при регулировании мощности передатчика мешающей линии:

$$g_{ILT}^{PC} = f_{pc} \left(p_{ILT}^{supplied}, g_{ILT \rightarrow VLR}, pl_{ILT \leftrightarrow VLR}, g_{VLR \rightarrow ILT}, pq_{ILT}^{t_hold}, pc_{ILT}^{dyc_rg}, pc_{ILT}^{st_rg} \right),$$

где

f_{pc}: функция регулирования мощности (приведена в Прилагаемом документе 2);

*pl*_{*l*,*Lt*↔*l*,*R*}: потери на трассе между передатчиком и приемником мешающей линии (с учетом потерь на распространение, медленных замираний и потерь, вызванных отражением от препятствий). В зависимости от того как реализовано регулирование мощности, это могут быть либо средние, либо мгновенные потери на трассе (без учета рэлеевских замираний):

$$pl_{ILT \leftrightarrow ILR} = f_{propag}(f_{ILT}, h_{ILR}, h_{ILT}, d_{ILT \leftrightarrow ILR}, env) + f_{clutter}(env)$$

или

$$pl_{ILT \leftrightarrow ILR} = f_{mean}(f_{ILT}, h_{ILR}, h_{ILT}, d_{ILT \leftrightarrow ILR}, env) + f_{clutter}(env),$$

*h*_{*ILR*}: высота антенны приемника мешающей линии:

 $h_{ILR} = T(H_{ILR}),$

например: $h_{ILR} = T(U(h_{ILR}^{min}, h_{ILR}^{max})) = h_{ILR}^{min} + (h_{ILR}^{max} - h_{ILR}^{min}) T(U(0, 1));$

 h_{ILT} :

 $h_{ILT} = T(H_{ILT}),$

 $h_{IIT} = T(U(h_{IIT}^{min}, h_{IIT}^{max})) = h_{IIT}^{min} + (h_{IIT}^{max} - h_{IIT}^{min}) T(U(0, 1));$

например:

 $d_{ILT \leftrightarrow ILR}$: расстояние между передатчиком и приемником мешающей линии:

высота антенны передатчика мешающей линии:

$$d_{ILT \leftrightarrow ILR} = T(R_{max}^{ILT}),$$

например:

Рассматриваются три варианта выбора *R*^{*ILT*}_{*max*}.

- Вариант 1. Заданное расстояние R_{max}^{ILT} R_{max}^{ILT} .
- Вариант 2. Сеть, ограниченная шумом.
- Вариант 3. Сеть, ограниченная трафиком.

Подробнее об определении размера ячейки радиосвязи см. в пункте а);

 $d_{ILT \leftrightarrow ILR} = R_{max}^{ILT} \sqrt{T(U(0,1))}.$

*g*_{*ILT→ILR*}: коэффициент усиления антенны передатчика мешающей линии в направлении ближайшей базовой станции:

$$g_{ILR\to ILT} = f\left(g_{ILR}^{max}, patter\eta_{IR}\right) = g_{ILR}^{max} \times patter\eta_{ILR}(\theta_{ILT\to ILR} + \pi, \phi_{ILT\to ILR}, f_{ILT}),$$

где

 h_l

где

(θ_{*LT*→*ILR*}, φ_{*LT*→*ILR*}): азимутальный угол и угол места между верхними точками антенн передатчика и приемника мешающей линии,

например:

$$\varphi_{ILT\leftrightarrow ILR} = T\left(U\left(-\frac{\pi}{2},\frac{\pi}{2}\right)\right) = \pi T \times (U(0,1)) - \frac{\pi}{2}.$$

 $\theta_{IIT \to IIR} = T(U(0, 2\pi)) = 2\pi \times T(U(0, 1));$

Расчет коэффициента усиления диаграмм направленности симметричных антенн см. в Прилагаемом документе 12;

g_{ILR→ILT}: коэффициент усиления антенны базовой станции в направлении передатчика мешающей линии:

$$g_{ILR \to ILT} = f\left(g_{ILR}^{max}, pattern_{ILR}\right) = g_{ILR}^{max} \times pattern_{ILR}(\theta_{ILT \to ILR} + \pi, -\phi_{ILT \to ILR}, f_{ILT});$$

 $pl_{ILT \leftrightarrow VLR}$: потери на трассе между передатчиком *i* мешающей линии и приемником линии, испытывающей помехи (с учетом потерь на распространение, медленных замираний и потерь, вызванных отражением от препятствий):

$$pl_{ILT \leftrightarrow VLR} = f_{propag}(f_{ILT}, h_{VLR}, h_{ILT}, d_{ILT \leftrightarrow VLR}, env)$$

или

$$pl_{VLT \leftrightarrow VLR} = f_{median}(f_{VLR}, h_{VLR}, h_{VLT}, d_{VLT \leftrightarrow VLR}, env).$$

Выбор между *f_{median}* и *f_{propag}* будет зависеть от критериев помех и тесно связан с выбором, сделанным для оценки *dRSS*, то есть что из перечисленного будет оценивать ICE:

$$\frac{dRSS_{mean}}{iRSS_{mean}}; \frac{dRSS_{propag}}{iRSS_{propag}}; \frac{dRSS_{mean}}{iRSS_{propag}},$$

где

 h_{VLR} : высота антенны приемника линии, испытывающей помехи (определена в расчете *dRSS*);

*h*_{*ILT*}: высота антенны передатчика мешающей линии (определена ранее);

*d*_{*ILT*↔*VLR*}: расстояние между приемником линии, испытывающей помехи, и передатчиком мешающей линии.

Три способа выбора $d_{ILT \leftrightarrow VLR}$

1. Самый распространенный случай – это отсутствие пространственной корреляции между элементами системы, испытывающей помехи, и элементами мешающей системы.

Тогда $d_{ILT \leftrightarrow VLR}$ является результатом испытания:

$$d_{ILT \leftrightarrow VLR} = R_{simu} \sqrt{T(U(0,1))},$$

где

радиус области, в которой распределены источники помех:

$$R_{simu} = \sqrt{\frac{n^{active}}{\pi \ dens_{ILT}^{active}}},$$

где

 n^{active} :

R_{simu}:

рассматриваемое количество активных источников помех;

 $dens_{ILT}^{active:}$

плотность расположения передатчиков мешающих линий (ILT) (то есть n^{active} /км²). Это значение должно быть достаточно велико, чтобы (n + 1)-й источник помех вносил пренебрежимо малую прибавку к мощности помехи:

$$dens_{ILT}^{active} = dens_{ILT} \times p_{ILT}^{tx} \times temp_{ILT} (time).$$

Если вводится минимальное защитное расстояние $d_{ILT\leftrightarrow VLR} \ge d_0$ между приемником линии, испытывающей помехи, и передатчиком мешающей линии, тогда R_{simu} дает следующий результат:

$$R_{simu} = \sqrt{\frac{n^{active}}{\pi \ dens_{ILT}^{active}} + d_0^2}.$$

Следует отметить, что каждое испытание при $d_{ILT\leftrightarrow VLR} < d_0$ следует отбросить и повторить испытание при $d_{ILT\leftrightarrow VLR} \ge d_0$.

Следует также отметить, что если защитное расстояние $d_0 > 0$, то необходимо выбрать равномерное распределение передатчиков мешающих линий.

 Случай, когда между системой, испытывающей помехи, и мешающей системой существует пространственная корреляция (например, совместно расположенные базовые станции).

Предполагается, что такая корреляция существует только между одним элементом (VLT или VLR) системы, испытывающей помехи, и одним элементом (ILT или ILR) мешающей системы.

Производится испытание для расстояний (если расстояние не фиксировано) и углов между двумя коррелируемыми элементами (например, $d_{IIR \leftrightarrow VLR}$, $\theta_{IIR \leftrightarrow VLR}$).

Зная $d_{ILT \leftrightarrow ILR}, d_{VLR \leftrightarrow VLT}, \theta_{ILT \leftrightarrow ILR}, \theta_{VLR \leftrightarrow VLT}$, можно вывести недостающие координаты (например, $d_{IIT \leftrightarrow VIR}, \theta_{IIT \leftrightarrow VIR}$).

РИСУНОК 7

Сценарий помех с пространственной корреляцией между системой, испытывающей помехи, и мешающей системой



3. Ближайший источник помех

Влияние ближайшего источника помех можно оценить, взяв расстояние $d_{ILT\leftrightarrow VLR}$ и следуя рэлеевскому распределению $R(\sigma)$, определяемому в Прилагаемом

документе 3 к Приложению 2, где параметр σ связан с плотностью расположения передатчиков. Это альтернативный метод расчета местоположения передатчика мешающей линии (ILT) относительно приемника линии, испытывающей помехи (VLR) в некоррелированном режиме, который позволяет избежать выполнения множественных испытаний для ряда источников помех.

В этом случае распределение расстояний между ILT и VLR в моделируемой зоне всегда рэлеевское:

$$d_{ILT \leftrightarrow VLR} = R_{simu} \times R(\sigma),$$

где стандартное отклонение σ связано с плотностью расположения активных передатчиков:

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{2\pi \ dens_{ILT}^{active}}}.$$

Следует отметить, что радиус моделируемой области не используется, но связанные с ним параметры (плотность, активность и вероятность) по-прежнему требуются для расчета плотности активных передатчиков:

$$dens_{ILT}^{active} = dens_{ILT} \times p_{ILT} \times activity,$$

*g*_{*ILT→VLR*}(*f*_{*ILT*}): коэффициент усиления антенны передатчика мешающей линии в направлении приемника линии, испытывающей помехи:

$$g_{ILT \to VLR} = f(g_{ILT}^{max}, pattern_{ILT}) = g_{ILT}^{max} \times pattern_{ILT}(\theta_{ILT \to VLR}, \varphi_{ILT \to VLR}, f_{ILT}),$$

где

(θ_{ILT→VLR}, φ_{ILT→VLR}): углы азимута и места между верхней точкой антенны ближайшего передатчика мешающей линии и верхней точкой антенны приемника линии, испытывающей помехи,

например:

$$\theta_{ILT \to VLR} = T(U(0, 2\pi)) = 2\pi \times T(U(0, 1));$$

$$\varphi_{VLT \to VLR} = T\left(U\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)\right) = \pi \times T(U(0, 1)) - \frac{\pi}{2}$$

*a*_{VLR}(*f*_{ILT}, *f*_{VLR}): коэффициент ослабления приемника линии, испытывающей помехи.

Рассматриваются три возможных способа расчета этого коэффициента ослабления.

1. *а*_{VLR} задается пользователем.

.

 Уровень блокирования задается исходя из ослабления сигнала, приводящего к блокированию, или исходя из защитного отношения. Для полезного сигнала с уровнем, на 3 дБ превышающим чувствительность приемника, коэффициент ослабления *avlr* можно вывести из следующего уравнения (см. Прилагаемый документ 7):

$$a_{VLR} = f\left(\frac{C}{N+I}, block_{att}\right) = 3 + \frac{C}{N+I} + block_{att}(f_{ILT}, f_{VLR}).$$

3. Уровень блокирования задается исходя из уровня блокирования в абсолютном выражении:

$$a_{VLR} = f\left(\frac{C}{N+I}, block_{abs}\right) = \frac{C}{N+I} + block_{abs}(f_{ILT}, f_{VLR}) - sens_{VLR}.$$

Предусмотрены два случая.

- *Случай 1*: block это маска, являющаяся функцией от $\Delta f = (f_{ILT} f_{VLR})$. Вводится, чтобы обеспечить возможность расчета помех между системами в соседних полосах.
- *Случай 2: block* это фиксированное значение (например, 80 дБм). Используется для определения общих предельных значений;
- *g_{VLR→ILT}*(*f_{ILT}*): коэффициент усиления антенны приемника на линии, испытывающей помехи, в направлении передатчика мешающей линии:

$$g_{VLR \to ILT} = f(g_{VLR}^{max}, pattern_{VLR}) = g_{VLR}^{max} \times pattern_{VLR}(\theta_{ILT \to VLR}, \phi_{ILT \to VLR}, f_{ILT}).$$

с) Вычисление *iRSS*_{spur}

$$iRSS_{spur} = f(emission_{ILT}, g_{ILT \rightarrow VLR}, pl_{ILT \rightarrow VLR}, g_{VLR \rightarrow ILT}) = 10 \log \sum_{j=1}^{n_{interferers}} 10^{i_{spurj}/10},$$

где сигнал *j*-го источника помех определяется формулой:

$$i_{spur_j} = \left(emission_{ILT}(f_{ILT}, f_{VLR}) + g_{ILT \to VLR}(f_{VLR}) - pl_{ILT \to VLR}(f_{VLR}) + g_{VLR \to ILT}(f_{VLR})\right).$$

Большинство параметров уже определены в пункте а) или b);

етission_{ILT} (f_{ILT}, f_{VLR}): маска излучений передатчика мешающей линии, которая в общем случае зависит от относительной маски излучений, мощности мешающего сигнала, коэффициента усиления при регулировании мощности и ширины полосы излучения по минимальному абсолютному уровню излучения. Подробнее об этом, а также о влиянии различных значений полосы пропускания системы, испытывающей помехи, и мешающей системы см. в Прилагаемом документе 10 к Приложению 2:

$$emission_{ILT}(f_{ILT}, f_{VLR}) = \max \left\{ p_{ILT}^{supplied} + emission_rel_{ILT}(f_{ILT}, f_{VLR}) + g_{ILT}^{PC}, emission_floor_{ILT}(f_{ILT}, f_{VLR}) \right\};$$

- *emission_rel*_{*lLT*}: относительная маска излучений, являющаяся функцией от $\Delta f = (f_{lLT}, f_{VLR})$. Вводится, чтобы обеспечить возможность расчета помех между системами как в одной и той же полосе, так и в соседних полосах. Реальный уровень излучения всегда больше или равен минимальному абсолютному уровню излучения *emission_floor*_{*lLT*}(*f*_{*lLT*}, *f*_{*VLR*});
 - *g*^{*pc*}_{*ILT*}: коэффициент усиления при регулировании мощности передатчика мешающей линии (определен в пункте b));
 - *pl*_{*ILT*↔*VLR*}: потери на трассе между передатчиком мешающей линии и приемником линии, испытывающей помехи (с учетом потерь на распространение, медленных замираний и потерь, вызванных отражением от препятствий):

$$pl_{ILT \leftrightarrow VLR} = f_{propag}(f_{VLR}, h_{VLR}, h_{ILT}, d_{ILT \leftrightarrow VLR}, env) + f_{clutter}(env),$$

где

- h_{VLR} : высота антенны приемника линии, испытывающей помехи (определена в расчете dRSS);
- *h*_{*IIT*}: высота антенны передатчика мешающей линии (определена в пункте b));
- $d_{ILT \leftrightarrow VLR}$: расстояние между приемником линии, испытывающей помехи, и передатчиком мешающей линии (определено в пункте b));
- *g_{ILT→VLR}*(*f_{VLR}*): коэффициент усиления антенны передатчика мешающей линии в направлении приемника линии, испытывающей помехи:

$$g_{ILT \to VLR}(f_{VLR}) = (g_{ILT}^{max}, pattern_{ILT}) = g_{ILT}^{max} \times pattern_{ILT}(\theta_{ILT \to VLR}, \phi_{ILT \to VLR}, f_{VLR}),$$

где

- (θ_{*ILT→VLR*}, φ_{*ILT→VLR*}): азимутальный угол и угол места между верхними точками антенны ближайшего передатчика мешающей линии и антенны приемника линии, испытывающей помехи (определены в пункте b));
- $g_{VLR \to ILT}(f_{VLR})$: коэффициент усиления антенны приемника на линии, испытывающей помехи, в направлении передатчика мешающей линии:

$$g_{VLR \to ILT}(f_{VLR}) = (g_{VLR}^{max}, pattern_{VLR}) = g_{VLR}^{max} \times pattern_{VLR}(\theta_{VLR \to ILT} + \pi, -\phi_{VLR \to ILT}, f_{VLR}).$$

d) Вычисление *iRSS*_{intermod}

$$iRSS_{intermod} = f(p_{ILT,k}^{supplied}, g_{ILT,k}^{pc}, g_{ILT,k\rightarrow VLR}, pl_{ILT,k\rightarrow VLR}, g_{VLR\rightarrow ILT,k}, sens_{VLR}, intermod) =$$
= 10 log $\sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1, j\neq i}^{n} 10^{i_{i,j}RSS_{intermod}/10}$ при $k = i, j,$

где

 $i_{i,i}RSS_{intermod}$: интермодуляционная составляющая третьего порядка на частоте f_0 :

$$i_{i,j}RSS_{intermod} = 2i_iRSS_{int} + i_jRSS_{int} - 3intermod - 3sens_{VLR} - 9$$
 дБ.

Источник помех *i* ведет передачу на частоте $f_{ILT,i} = f_{ILT}$, а источник помех *j* – на частоте $f_{it,j} = f_{ILT,j}$, при этом определяется $\Delta f = f_{ILT,j} - f_{ILT}$, откуда $f_0 = f_{ILT} - \Delta f = 2f_{ILT} - f_{ILT,j}$. В предположении идеального фильтра (коэффициент избирательности равен 0) интермодуляционные составляющие необходимо будет рассматривать только в пределах полосы частот *b*:

$$f_{VLR} - b/2 \le f_0 \le f_{VLR} + b/2.$$

Во всех остальных случаях интермодуляционными составляющими можно будет пренебречь;

 $i_k RSS_{int}$:

принимаемая мощность сигнала от источника помех k = i на частоте f_{ILT} или источника помех k = j на частоте $f_{ILT, j}$ в приемнике линии, испытывающей помехи:

 $i_k RSS_{int} = p_{ILT,k}^{supplied}, g_{ILT,k}^{pc}, g_{ILT,k \rightarrow VLR}, pl_{ILT,k \leftrightarrow VLR}, g_{VLR \rightarrow ILT,k}.$

Параметры определяются выше в пунктах а)–с). Для расчета $i_i RSS_{int}$ можно применять те же алгоритмы, которые даны в Прилагаемом документе 6, так как $i_i RSS_{int}$ соответствует $i_i RSS_{block} + a_{VLR}(f_{ILT}, f_{VLR})$;

Intermod: интермодуляционная избирательность приемника при уровне полезного сигнала на 3 дБ выше чувствительности.

Предусмотрены два случая.

Случай 1:	<i>intermod</i> задается пользователем. Типичные значения этого параметра – 70 дБ для		
	оборудования базовой станции и 65 дБ для мобильного и портативного		
	оборудования. Этот вариант используется для определения общих предельных значений.		
Случай 2:	<i>intermod</i> (Δf) измеряется как функция отношения Δf к f_{VLR} (см. Прилагаемый документ 9 к Приложению 2);		
sens _{VLR} :	чувствительность приемника линии, испытывающей помехи.		

Прилагаемый документ 1 к Приложению 2

Модель распространения радиоволн

В средстве моделирования предусмотрена возможность использования ряда моделей распространения радиоволн. Выбор модели зависит от того, какого рода среда предполагается в данном сценарии:

– общая среда: открытая местность, пригород или город;

расположение источников помех: в помещениях или вне помещений;

– расположение передатчика линии, испытывающей помехи: в помещениях или вне помещений.

Помимо встроенных моделей предлагаются также средства программирования пользовательских (через плагины) моделей распространения радиоволн.

Область действия моделей указана в таблице 1.

Модель	Полоса частот	Диапазон расстояний	Типичное применение	
Рек. МСЭ-R Р.452	100 МГц–50 ГГц	До 10 000 км	Прогнозирование помех при связи пункта с пунктом между станциями на поверхности Земли, уровень которых не будет превышаться в течение 0,001–50% времени, с учетом механизмов помех в условиях ясного неба (дифракция, волноводное распространение/отражение от атмосферных слоев и тропосферное рассеяние)	
Рек. МСЭ-R Р.525 Расчет ослабления в свободном пространстве		Ограничен зоной прямой видимости	Линии фиксированной связи и другие системы или трассы, где можно предположить нахождение в зоне прямой видимости	
Рек. МСЭ-R Р.528	125 МГц–15,5 ГГц	До 1800 км	Воздушная и спутниковая службы: линии связи земля-воздух, земля-спутник, воздух- воздух, воздух-спутник и спутник-спутник. Высоты наземных антенн от 1,5 до 1000 м, высоты антенн на воздушных судах от 1000 до 20 000 м, процент времени от 1 до 95%	
Рек. МСЭ-R Р.1411 (пункт 4.3)	300 МГц-3 ГГц	До 3 км	Распространение между терминалами, расположенными на высотах ниже уровня крыш и приблизительно до уровня улицы (высоты антенн от 1,9 до 3 м), вероятность охвата мест от 1 до 99%	
Рек. МСЭ-R Р.1546	30 МГц-3 ГГц	До 1000 км	Радиовещательная и другие наземные службы. Обычно рассматривается в случаях, когда передающая антенна смонтирована на большой высоте. Эффективная высота передающей антенны до 3000 м, эффективная высота приемной антенны выше 1 м, процент времени от 1 до 50%, вероятность охвата мест от 1 до 99%	

ТАБЛИЦА 1

ТАБЛИЦА 1 (окончание)

Модель	Полоса частот	Диапазон расстояний	Типичное применение
Расширенная модель Хата	30 МГц–3 ГГц	До 40 км	Подвижные и другие службы, работающие в отсутствие прямой видимости и при наличии препятствий. Следует отметить, что теоретически данная модель может использоваться на расстояниях до 100 км, так как кривизна поверхности Земли в ней учитывается, но на практике рекомендуется применять ее на расстояниях не более 40 км. Максимальная высота антенны от 30 до 200 м, минимальная высота антенны от 1,5 до 10 м
Расширенная модель Хата Устройства малого радиуса действия	30 МГц–3 ГГц	До 300 м	Линии связи малой дальности в предположении прямой видимости и высот антенн от 1,5 до 3 м
Дифракция над сферической поверхностью	Выше 3 ГГц	До радиогоризонта и за его пределами	Прогнозирование помех на наземных трассах в условиях преимущественно открытой (например, сельской) местности с учетом дифракции над сферической поверхностью
ОЦГ 5-6	600 МГц–2 ГГц	До 1000 км	Сочетание модели распространения в свободном пространстве, расширенной модели Хата и модели МСЭ-R Р.1546, используемое в зависимости от расстояния между передатчиком и приемником. Максимальная высота антенны от 30 до 200 м, минимальная высота антенны от 1,5 до 10 м
Модель Лонгли-Райса (ITM)	20 МГц-40 ГГц	1–2000 км	Потери при распространении радиоволн над пересеченной местностью в диапазонах ОВЧ, УВЧ и СВЧ при высотах антенн от 0,5 до 3000 м
IEEE 802.11, модель C			Распространение радиоволн в местах с плотным расположением точек доступа в присутствии других пользователей на линии связи, вызывающих дополнительные потери из-за влияния человеческого тела или многолучевой интерференции по причине рассеяния от тела
Плагин моделей распространения	Зависит от конкретной модели (задается пользователем)	Зависит от конкретной модели (задается пользователем)	Зависит от конкретной модели (задается пользователем)

1 Модель распространения радиоволн согласно Рекомендации МСЭ-R P.452

В Рекомендации МСЭ-R P.452 определяется процедура прогнозирования помех для оценки фактических потерь на распространение, не превышаемых в течение $0,001 \le p \le 50\%$ времени, на трассах мешающих сигналов между станциями на поверхности Земли на частотах выше приблизительно 0,1 ГГц и на расстояниях до 10 000 км.

Модели, представленные в Рекомендации МСЭ-R P.452, основаны на допущении, что как создающий помехи передатчик на линии связи, так и испытывающий помехи приемник работают в приземном слое атмосферы. Данная процедура включает дополнительный комплекс моделей распространения, которые обеспечивают охват прогнозами всех могущих возникнуть существенных механизмов распространения помех. Предусмотрены методы анализа радиометеорологических и топографических характеристик трассы, с тем чтобы можно было составлять прогнозы относительно любой практически возможной трассы распространения помех.

Потери за счет отражения от препятствий для мешающих станций и станций, испытывающих помехи, зависят от высоты и поэтому моделируются в виде функции выигрыша за счет высоты, нормированной к номинальной высоте препятствий на местности. Имеются соответствующие значения номинальных высот для ряда типов препятствий. В настоящей Рекомендации определенная поправка применяется для всех прогнозов в условиях ясного неба, то есть для всех режимов распространения и всех процентов времени.

Одна из основных проблем при прогнозировании помех (которая фактически относится ко всем процедурам прогнозирования тропосферного распространения) связана с трудностями разработки единого согласованного набора практических методов, охватывающего широкий диапазон расстояний и процентов времени, то есть для реальной атмосферы, в которой статистические данные относительно какого-то одного преобладающего механизма постепенно сливаются с данными другого механизма по мере изменения метеорологических условий и/или трассы. Именно в эти переходные периоды могут возникать ситуации, когда сигнал данного уровня существует в течение всей доли времени, являющейся суммой долей времени воздействия различных механизмов. Подход, на котором основана описываемая процедура, определяет совершенно раздельные методы прогнозирования помех в условиях ясного неба и за счет рассеяния в гидрометеорах. Метод прогнозирования в условиях ясного неба состоит из отдельных моделей для дифракции, волноводного распространения/отражения от атмосферных слоев и тропосферного рассеяния. Все три модели применяются для каждого случая независимо от типа трассы (в пределах прямой видимости либо загоризонтная). Затем результаты объединяются в общий прогноз с использованием метода смешения, который обеспечивает для любого заданного расстояния на трассе и процента времени, чтобы усиление сигнала в эквивалентной воображаемой модели прямой видимости было максимально возможным.

Параметры этой модели перечисляются ниже:

- a) параметры, зависящие от трассы (не меняющиеся в процессе моделирования для заданной трассы):
 - концентрация воды (г/м³);
 - давление у поверхности (гПа): по умолчанию 1013,25 гПа;
 - градиент индекса преломления (*N*-единиц/км);
 - температура у поверхности (градусы Цельсия): по умолчанию 15 градусов;
 - широта передатчика и приемника (градусы);
 - дополнительные потери в передатчике и приемнике, вызванные отражениями от препятствий (дБ);
 - коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника (дБи);
 - индекс преломления у поверхности на уровне моря (*N*-единиц);
 - процент времени (%): $0,001 \le p \le 50\%$;
- b) переменные параметры (меняющиеся для каждого события моделирования):
 - высота антенны передатчика над землей (м);

- высота антенны приемника над землей (м);
- частота (ГГц): $0,1 \le f \le 50$ ГГц;
- расстояние (км): $d ≤ 10\ 000$ км.

2 Потери на свободной от препятствий трассе прямой видимости

Эта модель описывает теоретический минимум потерь на распространение на трассе, достижимый в условиях прямой видимости и отсутствия препятствий. Модель пригодна для трасс, на которых можно ожидать беспрепятственного распространения радиоволн в условиях прямой видимости (например, линии связи пункта с пунктом в фиксированной службе, линии связи на короткие расстояния на открытой местности и т. п.).

Потери на трассе при отсутствии препятствий в условиях прямой видимости *L* (дБ) определяются формулой:

$$L = 32,4 + 10 \log \left(d^2 + \left(\frac{h_t - h_r}{1000} \right)^2 \right) + 20 \log(f),$$

где

f: частота (МГц);

*h*_{*i*}: высота антенны передатчика над землей (м);

- *h*_{*r*}: высота антенны приемника над землей (м);
- *d*: расстояние между передатчиком и приемником (км).

В рассчитанные медианные потери на трассе можно внести поправку на экранирование, распределенную по логнормальному закону с заданным стандартным отклонением:

$$p_L(f, h_1, h_2, d) = L + T(G(\sigma)),$$

где

L: медианные потери на распространение (дБ);

σ: стандартное отклонение распределения поправок на экранирование (дБ).

В частном случае $h_t = h_r$ получаем потери на распространение в свободном пространстве между двумя пунктами, как указано в Рекомендации МСЭ-R Р.525:

$$L[\Box B] = 32,4 + 20\log(f) + 20\log(d).$$

3 Модель распространения радиоволн согласно Рекомендации МСЭ-R P.528 для воздушной и спутниковой служб

В Рекомендации МСЭ-R Р.528 излагается метод прогнозирования основных потерь при передаче в полосе частот 125–15 500 МГц для воздушной и спутниковой служб. В нем используется метод интерполяции по данным об основных потерях при передаче, полученным из семейств кривых. Эти семейства кривых могут использоваться для линий связи земля-воздух, земля-спутник, воздух-воздух, воздух-спутник и спутник-спутник. Единственные данные, необходимые для расчетов по этому методу, – это расстояние между антеннами, высоты антенн над средним уровнем моря, частота и процент времени.

- Минимальная высота антенны (наземной) над средним уровнем моря (м): $1,5 \le h_1 \le 1000$ м.
- Максимальная высота антенны (воздушного судна) над средним уровнем моря (м): $1000 \le h_2 \le 20\ 000\ \text{м}$.
- Частота (МГц): $125 \le f \le 15500$ МГц.

- Процент времени, для которого требуется прогноз (%): $1 \le p_t \le 95\%$.
- Расстояние (км): $0 \le d \le 1800$ км.

Кроме того, в рассчитанные потери на трассе можно внести поправку на экранирование, распределенную по логнормальному закону с заданным стандартным отклонением σ.

4 Модель распространения радиоволн согласно Рекомендации МСЭ-R P.1411

В пункте 4.3 Рекомендации МСЭ-R P.1411 предлагается модель распространения радиоволн в диапазоне УВЧ (от 300 МГц до 3 ГГц) при высотах антенн передатчика (Tx) и приемника (Rx) от 1,9 до 3 м и расстояниях до 3000 м. Эта модель позволяет исследовать с помощью программного средства SEAMCAT сценарии распространения в городской среде, когда высоты антенн передатчика и приемника небольшие, то есть располагаются вблизи от земли (ниже уровня крыш и приблизительно до уровня высот улицы). Данная модель включает как районы прямой видимости (LoS), так и районы вне прямой видимости (NLoS) и моделирует быстрое снижение уровня сигналов, зафиксированное в точках между районами LoS и NLoS. Она включает статистические данные об изменчивости уровней сигнала в зависимости от места в районах LoS и NLoS и предлагает статистическую модель для углового расстояния между районами LoS и NLoS.

Параметры этой модели распространения перечисляются ниже:

- окружающая среда: пригородная, городская, плотная городская/высотная городская застройка;
- процент мест (%): $1 \le p_s \le 99\%$;
- ширина переходной области (м): типичное значение для средней ширины улицы, равной 15 м;
- частота (МГц): $300 \le f \le 3000$ МГц;
- высота антенны передатчика (м): $1,9 \le h_t \le 3$ м;
- − высота антенны приемника (м): $1,9 \le h_r \le 3$ м;
- расстояние (км): *d* ≤ 3 км.

Кроме того, в рассчитанные потери на трассе можно внести поправку на экранирование, распределенную по логнормальному закону с заданным стандартным отклонением σ.

5 Модель распространения радиоволн в диапазонах ОВЧ/УВЧ (Рекомендация МСЭ-R P.1546)

В Рекомендации МСЭ-R Р.1546 предлагается модель распространения радиоволн для прогнозирования напряженности поля при связи "пункта с зоной" главным образом для радиовещательной, но также и для сухопутной подвижной, морской подвижной и некоторых фиксированных служб (например, служб, использующих системы связи "пункта со многими пунктами") в полосах частот от 30 до 3000 МГц на расстояниях до 1000 км. Для анализа сценариев совместимости делаются следующие упрощающие предположения:

- ровная местность;
- распространение только над сушей (то есть смешанные и морские трассы исключаются);
 - только положительные высоты антенн.

Параметры этой модели распространения перечисляются ниже:

- a) параметры, зависящие от трассы (не меняющиеся в процессе моделирования для заданной трассы):
 - процент времени (%): $1 \le p_t \le 50\%$; при $p_t > 50\%$ p_t устанавливается равным 50%;
 - тип передающей системы: аналоговая/цифровая;
 - полоса пропускания передатчика: B_t ;

- общая среда: сельская, пригородная, городская;
- b) переменные параметры (меняющиеся для каждого события моделирования):
 - − эффективная высота антенны передатчика (м): $0 \le h_t \le 3000$ м;
 - высота антенны приемника над землей (м): $1 \le h_r \le 3000$ м;
 - частота (МГц): $30 \le f \le 3000$ МГц;
 - − расстояние (км): $0,001 \le d \le 1000$ км.

Кривые распространения, полученные для радиовещательной службы, приведены в Рекомендации МСЭ-R Р.1546, которая основана на действовавшей ранее Рекомендации МСЭ-R Р.370, и представляют собой набор принимаемых значений напряженности поля E (дБ(µВ/м)), нормированных к э.и.м. передатчика, равной 1 кВт. Воспользовавшись преобразованием, приведенным в Рекомендации МСЭ-R Р.525, от уровней напряженности поля можно перейти к медианным значениям основных потерь на радиотрассе L (дБ) при передаче между двумя изотропными антеннами; для этого используется следующее уравнение:

$$L(p_l, p_t) = 139,4 + 20 \log f[\text{M}\Gamma \text{II}] - E(f, d, h_t, h_r, p_l, p_t, env),$$

где

 p_l : 50% мест;

env: типы сред: суша (используется в SEAMCAT), холодное или теплое море.

Следует отметить, что потери на трассе не должны быть меньше потерь на распространение в свободном пространстве.

Потери на трассе *p*_L, включающие изменчивость в зависимости от местоположения, можно выразить как сумму медианных потерь на трассе и члена с гауссовым (нормальным) распределением:

$$p_L = L(p_t, p_l = 50\%) + T(G(\sigma)).$$

6 Расширенная модель Хата

В расширенной модели Хата потери на распространение между передатчиком и приемником рассчитываются по формуле:

$$p_{L}(f, h_{1}, h_{2}, d, env) = L + T(G(\sigma)),$$

где

- *L*: медианные потери на распространение (дБ);
- σ: стандартное отклонение распределения медленных замираний (дБ);
- f: частота (МГц);
- *h*₁: высота антенны передатчика над землей (м);
- *h*₂: высота антенны приемника над землей (м);
- *d*: расстояние между передатчиком и приемником (км), предпочтительно менее 100 км;
- *env*: тип среды (распространение; передатчик вне помещения приемник вне помещения), (сельская, городская или пригородная), (распространение выше или ниже уровня крыш).

Следующее определение позволяет использовать данную модель на взаимной основе:

 $H_m: \quad \min\{h_1, h_2\};$

 H_b : max{ h_1, h_2 }.

Если H_m и/или H_b меньше 1 м, то для соответствующего параметра следует использовать значение 1 м. При высотах антенн более 200 м также могут возникать значительные погрешности. Распространение

ниже уровня крыш означает, что ниже этого уровня находятся как H_m , так и H_b . В остальных случаях имеет место распространение выше уровня крыш (H_b находится выше этого уровня).

6.1 Расчет медианных потерь *L* на трассе

- Случай 1: $d \le 0,04$ км $L = 32,4 + 20 \log(f) + 10 \log(d^2 + (H_b - H_m)^2 / 10^6)$
- *Случай 2*: *d* ≥ 0,1 км

 $a(H_m) = (1,1 \log(f) - 0,7) \min\{10, H_m\} - (1,56 \log(f) - 0,8) + \max\{0, 20 \log(H_m/10)\}$ $b(H_b) = \min\{0, 20 \log(H_b/30)\}$

Следует отметить, что для устройств малого радиуса действия в случае малой высоты антенны базовой станции H_b формула $b(H_b) = \min\{0, 20 \log(H_b/30)\}$ заменяется следующей:

$$b(H_h) = (1,1\log(f) - 0,7) \min\{10, H_h\} - (1,56\log(f) - 0,8) + \max\{0, 20\log(H_h/10)\}.$$

В этой формуле предполагается, что высоты антенн не должны выходить за пределы интервала 1,5–3 м.

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{при } d \le 20 \text{ км}; \\ 1 + \left(0,14 + 1,87 \times 10^{-4} f + 1,07 \times 10^{-3} H_b\right) \left(\log \frac{d}{20}\right)^{0,8} & \text{при } d \le 20 \text{ км}; \\ \text{при } 20 < d \le 100 \text{ км}. \end{cases}$$

Подслучай 1: городская среда

 $30 < f \le 150$ МГц

$$L = 69,6 + 26,2 \log(150) - 20 \log(150/f) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^{\alpha} - a(H_m) - b(H_b)$$

150 < $f \le 1500$ МГц

$$L = 69,6 + 26,2 \log(f) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^{\alpha} - a(H_m) - b(H_b)$$

1500 < $f \le 2000$ МГц

$$L = 46,3 + 33,9 \log(f) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^{\alpha} - a(H_m) - b(H_b)$$

2000 < $f \leq 3000$ МГц

$$L = 46,3 + 33,9 \log(2000) + 10 \log(f/2000) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^{\alpha} - a(H_m) - b(H_b)$$

Подслучай 2: пригородная среда

 $L = L(\text{urban}) - 2\{\log[(\min\{\max\{150, f\}, 2000\})/28]\}^2 - 5,4$

Подслучай 3: открытая местность

 $L = L(\text{urban}) - 4.78 \{ \log[\min\{\max\{150, f\}, 2000\}] \}^2 + 18.33 \log[\min\{\max\{150, f\}, 2000\}] - 40.94 \}$

Случай 3: 0,04 < *d* < 0,1 км

$$L = L(0,04) + \frac{\left[\log(d) - \log(0,04)\right]}{\left[\log(0,1) - \log(0,04)\right]} \left[L(0,1) - L(0,04)\right]$$

Если *L* оказывается ниже ослабления в свободном пространстве на том же расстоянии, вместо него подставляется значение ослабления в свободном пространстве.

дБ

6.2 Оценка стандартного отклонения для логнормального распределения

Случай 1: d ≤ 0,04 км σ = 3,5 дБ

Случай 2: 0,04 < d ≤ 0,1 км

$$\sigma = 3,5 + \frac{(12 - 3,5)}{(0,1 - 0,04)} (d - 0,04)$$

$$\sigma = 3.5 + \frac{(17 - 3.5)}{(0.1 - 0.04)} (d - 0.04)$$

при распространении выше уровня крыш

дБ при распространении ниже уровня крыш

Случай 3:
$$0,1 < d \le 0,2$$
 км
 $\sigma = 12 \ \text{дБ}$ при распространении выше уровня крыш
 $\sigma = 17 \ \text{дБ}$ при распространении ниже уровня крыш
 $\sigma = 12 + \frac{(9-12)}{(0,6-0,2)} (d-0,2)$ дБ при распространении выше уровня крыш
 $\sigma = 17 + \frac{(9-17)}{(0,6-0,2)} (d-0,2)$ дБ при распространении ниже уровня крыш

Случай 5: 0,6 км < d

σ=9дБ

7 Модель дифракции над сферической поверхностью

Модель распространения над сферической поверхностью основана на Рекомендациях МСЭ-R Р.452, МСЭ-R Р.676 и МСЭ-R Р.526⁴.

Согласно Рекомендации МСЭ-R Р.452, медианные потери между передатчиком и приемником определяются формулой:

$$L_{bd}(p) = 92,5 + 20 \log f + 20 \log d + L_d(p) + A_g,$$

где

 $L_{bd}(p)$: основные потери (дБ) как функция процента времени, p (%);

f: частота (ГГц);

d: расстояние (км);

 $L_d(p)$: дифракционные потери (дБ) как функция процента времени, p (%);

 A_{g} : ослабление в атмосферном газе и водяном паре (дБ).

Ослабление в атмосфере определяется уравнением:

$$A_g = \left[\gamma_o(f) + \gamma_w(\rho, f)\right]d,$$

⁴ Эти Рекомендации базируются на документах, опубликованных в 1990–1994 годах. Между тем по данной тематике имеются и более новые Рекомендации. К сожалению, часть полезной информации перенесена в Отчеты или другие Рекомендации.

где

 $\gamma_{o}(f)$: погонное ослабление в сухом воздухе (кислороде) (дБ/км);

$$\gamma_w(\rho, f)$$
: погонное ослабление в водяном паре (дБ/км) как функция концентрации воды, $\rho(\Gamma/M^3)$, значение по умолчанию: 3 г/ M^3 .

_

Оба члена можно аппроксимировать с помощью следующих уравнений, согласно Рекомендации МСЭ-R P.676:

ослабление в водяном паре:

$$\gamma_{w}(\rho, f) = \left[0,050 + 0,0021\rho + \frac{3,6}{\left(f - 22,2\right)^{2} + 8,5} + \frac{10,6}{\left(f - 183,3\right)^{2} + 9} + \frac{8,9}{\left(f - 325,4\right)^{2} + 26,3} \right] f^{2}\rho \times 10^{-4} \text{ при } f < 350 \text{ } \Gamma \Gamma \text{u};$$

ослабление в кислороде:

$$\gamma_o(f) = \left[7,19 \times 10^{-3} + \frac{6,09}{f^2 + 0,227} + \frac{4,81}{(f - 57)^2 + 1,50} \right] f^2 \times 10^{-3} \qquad \text{при} \qquad f \le 57 \ \Gamma \Gamma \text{I};$$

$$\gamma_o(f) = 10.5 + 1.5 \ (f - 57) \qquad \text{при} \qquad 57 < f \le 60 \ \Gamma \Gamma \text{I};$$

$$\gamma_o(f) = 15 - 1.2 (f - 60)$$
 при $60 < f \le 63 \Gamma \Gamma \mu;$

$$\gamma_o(f) = \left[3,79 \times 10^{-7} \ f + \frac{0,265}{(f-63)^2 + 1,59} + \frac{0,028}{(f-118)^2 + 1,47}\right] (f+198)^2 \times 10^{-3} \quad \text{при} \qquad f > 63 \ \Gamma \Gamma \text{II}.$$

Следует отметить, что для упрощения в промежутке между 57 и 63 ГГц используется линейная интерполяция. Максимальное значение составляет 15 дБ/км на частоте 60 ГГц.

Согласно Рекомендации МСЭ-R Р.526, дифракционные потери $L_d(p)$ можно выразить через отношение напряженности поля *E* принимаемого сигнала к напряженности поля E_0 в свободном пространстве:

$$-L_d(p) = 20 \log \frac{E}{E_0} = F(X) + G(Y_1) + G(Y_2),$$

где

Х: нормированная длина радиотрассы между передатчиком и приемником;

*Y*₁: нормированная высота антенны передатчика;

*Y*₂: нормированная высота антенны приемника:

$$X = 2.2 \beta f^{1/3} a_e^{-2/3} d;$$

$$Y = 9.6 \times 10^{-3} \beta f^{2/3} a_e^{-1/3} h_i,$$

где

- β: параметр, полученный из коэффициента К полной проводимости земной поверхности: β = 1 при f > 20 МГц;
- *f*: частота (МГц);
- *а*_{*e*}: эквивалентный радиус Земли (км) (определение см. ниже);
- *d*: расстояние (км);
- *h*_{*i*}: высота антенны над землей (м) при *i* = 1 или 2 для передатчика или приемника соответственно.

Член *F*(*X*), зависящий от расстояния, определяется полуэмпирической формулой:

$$F(X) = 11 + 10 \log(X) - 17,6X.$$

Выигрыш за счет высоты антенны G(Y) определяется следующим набором формул:

$$G(Y) = 17, 6(Y - 1, 1)^{1/2} - 5\log(Y - 1, 1) - 8$$
 при $Y \ge 2;$

$$G(Y) = 20 \log(Y + 0, 1Y^3)$$
при $10 K \le Y < 2;$ $G(Y) = 2 + 20 \log K + 9 \log(Y/K) [\log(Y/K) + 1]$ при $K/10 \le Y < 10 K;$ $G(Y) = 2 + 20 \log K$ при $Y < K/10,$

где

К: нормированный коэффициент полной проводимости земной поверхности (см. Рекомендацию МСЭ-R P.526), значение по умолчанию: 10⁻⁵.

Следует отметить, что единицы измерения частоты здесь отличаются.

Изменчивость потерь на трассе выражается через изменчивость эквивалентного радиуса Земли *a_e* (км), который считается зависящим от процента времени *p*:

$$a_e(p) = 6\,375\,k(p),$$

где коэффициент радиуса Земли *k*(*p*) выражается в виде:

$$k(p) = k_{50} + (5 - k_{50}) \frac{(1,7 - \log p)}{(1,7 - \log \beta_0)}$$
при $p < 50\%;$
 $k(p) = k_{50}$ при $p > 50\%$

И

$$k_{50} = \frac{157}{157 - \Delta N},$$

где

 ΔN : средний градиент индекса преломления радиоволн в 1-км слое атмосферы над поверхностью Земли. Значение по умолчанию составляет 40 *N*-единиц/км для Европы (стандартная атмосфера). Из этого значения получаем $k_{50} \approx 4/3$ и $a_e = 8500$ км.

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – Средний градиент положительный;

β₀: вероятность существования (%) сверхпреломляющего слоя (ΔN > 100 N-единиц/км) в нижней части атмосферы. Значение по умолчанию: 1% для Европы.

Следует отметить, что вероятности p и β_0 выражаются в процентах (%), то есть диапазон изменчивости: 0 ... 100%.

Следует также отметить, что значение по умолчанию p = 50% выбирают обычно постоянным. При небольших значениях процента времени есть возможность моделировать аномальные условия распространения.

Необходимо учитывать следующие ограничения в применимости данной модели:

- диапазон частот должен быть больше 3 ГГц; с осторожностью модель можно применять на более низких частотах, но не ниже 300 МГц ввиду эффектов полной поверхностной проводимости и поляризации;
- модель была разработана для открытой (сельской) местности, поэтому в ней не учтено дополнительное затухание, обусловленное характерными для пригородной или городской местности препятствиями, например зданиями;
- ослабление в дожде не рассматривается;
- модель применима только для наземных радиотрасс.

8 Комбинированные модели распространения радиоволн в помещениях и вне помещений

Большинство опубликованных моделей распространения радиоволн получены для условий распространения либо только вне помещений, либо только в помещениях. Но на практике требуется сочетать эти два вида условий.

Для рассмотрения таких комбинированных сценариев классические модели распространения вне помещений, модель Хата (расширенная версия, см. пункт 2) и модель дифракции над сферической поверхностью (Рекомендации МСЭ-R P.452, МСЭ-R P.526 и МСЭ-R P.676) сочетают с моделью распространения в помещениях. Ниже для иллюстрации приводится описание.

Потери на трассе p_L складываются из медианных потерь L и составляющей $T(G(\sigma))$ с гауссовым распределением, где σ – стандартное отклонение:

$$p_L(f, h_1, h_2, d, env) = L + T(G(\sigma)),$$

где

f: частота (МГц);

*h*₁: высота антенны передатчика (м);

*h*₂: высота антенны приемника (м);

d: расстояние (км);

env: параметры среды передатчика и приемника.

Для распространения по типу "вне помещения – вне помещения" справедливо следующее:

- сценарий: передатчик и приемник располагаются вне помещения;
- расширенная модель Хата:

медиана: $L(outdoor - outdoor) = L_{Hata}(outdoor - outdoor);$

изменчивость: собственная изменчивость, $\sigma(outdoor - outdoor) = \sigma_{Hata}$;

модель дифракции над сферической поверхностью:

медиана: $L(outdoor - outdoor) = L_{spherical};$

изменчивость: возможно отсутствие изменчивости, $\sigma(outdoor - outdoor) = 0$.

- Случай 1. Распространение по типу "в помещении вне помещения" или "вне помещения в помещении"
- Сценарий: передатчик находится в помещении, а приемник вне помещения, или наоборот.
- Расширенная модель Хата:

медиана: $L(indoor - outdoor) = L_{Hata}(outdoor - outdoor) + L_{we}$,

где L_{we} – ослабление при прохождении через наружные стены (значение по умолчанию = 10 дБ);

изменчивость: $\sigma(indoor - outdoor) = \sqrt{\sigma_{Hata}^2 + \sigma_{add}^2}$,

где σ_{add} – дополнительное стандартное отклонение сигнала, представляющее собой, как правило, стандартное отклонение потерь при прохождении через стены на стороне передатчика σ_{Tx}^{wall} или приемника σ_{Rx}^{wall} (значение по умолчанию: 5 дБ).

Стандартное отклонение логнормального распределения выше, чем в сценарии "вне помещения – вне помещения", ввиду дополнительной неопределенности, связанной со свойствами материалов и относительным расположением в здании.

Модель дифракции над сферической поверхностью:

медиана: $L(indoor - outdoor) = L_{spherical} + L_{we};$

изменчивость: $\sigma(indoor - outdoor) = \sigma_{add}$.

Логнормальное распределение характеризуется дополнительной изменчивостью, обусловленной различиями в свойствах строительных материалов; в модели дифракции над сферической поверхностью изменчивость не рассматривается.

Случай 2. Распространение по типу "в помещении – в помещении"

Возможны два сценария: передатчик и приемник могут находиться в одном здании или же в разных зданиях. Сценарий выбирается случайным образом.

а) Выбор сценария

Первый шаг – это определить, находятся ли передатчик и приемник в одном здании при сценарии распространения из помещения в помещение. Это делается путем вычисления случайной переменной, характеризующей нахождение в одном здании (SB).

Испытание при условии SB:

- $d \le 0,020$ км (20 м): SB = "Да" => P("Да") = 1; - $0,020 < d \le 0,050$ км (50 м): SB = "Да" P("Да") = (0,050 - d)/0,030; SB = "Het" P("Het") = 1 - P("Да") = (d - 0,020)/0,030; - d > 0,050 км (50 м): SB = "Het" => P("Да") = 0.
- b) Распространение "в помещении в помещении", разные здания
- Сценарий: передатчик и приемник располагаются в разных зданиях: P("Да") = 0 или P("Her") = 1.
- Расширенная модель Хата:

медиана: $L(indoor - indoor) = L_{Hata}(outdoor - outdoor) + 2L_{we}$.

Следует отметить, что здесь необходимо суммировать потери при прохождении через две наружные стены;

изменчивость: $\sigma(indoor - indoor) = \sqrt{\sigma_{Hata}^2 + \sigma_{add}^2}$,

где σ_{add} является дополнительным стандартным отклонением, которое задается формулой:

$$\sigma_{add} = \sqrt{\left(\sigma_{Tx}^{wall}\right)^2 + \left(\sigma_{Rx}^{wall}\right)^2},$$

где σ_{Tx}^{wall} и σ_{Rx}^{wall} – стандартное отклонение потерь при прохождении через стену на стороне передатчика и приемника соответственно.

Модель дифракции над сферической поверхностью:

медиана: $L(indoor - indoor) = L_{spherical} + 2L_{we};$

изменчивость: $\sigma(indoor - indoor) = \sqrt{2}\sigma_{add}$.

Логнормальное распределение характеризуется дополнительной изменчивостью, обусловленной различиями в свойствах строительных материалов; в модели дифракции над сферической поверхностью изменчивость не рассматривается. При учете второй наружной стены изменчивость увеличивается.

с) Распространение "в помещении – в помещении", одно и то же здание

– Сценарий: передатчик и приемник располагаются в одном здании: P("Да") = 1 или P("Her") = 0.

32

Модель распространения в помещениях: медиана:

 $L(indoor - indoor) = -27,6 + 20 \log(1000d) + 20 \log(f) + \operatorname{fix}\left(\frac{1000d}{d_{room}}\right) L_{wi} + k_f^{\left\lfloor \frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right\rfloor} L_f,$ где $k_f = \operatorname{fix}\left(\frac{|h_2 - h_1|}{h_{floor}}\right);$ L_{wi} : потери при прохождении через внутреннюю стену (дБ) (значение по умолчанию = 5 дБ);

L_f: потери при прохождении с этажа на этаж (дБ)

b: эмпирический параметр

*d*_{room}: размер комнаты (м)

(значение по умолчанию = 18,3 дБ); (значение по умолчанию = 0,46); (значение по умолчанию = 4 м);

(значение по умолчанию = 3 м);

*h*_{floor}: высота каждого этажа (м)

fix(x): для положительных вещественных значений x – это наибольшее целое число, меньшее или равное x.

Следует отметить, что длина трассы *d* выражается в км, а частота – в МГц;

изменчивость: $\sigma(indoor - indoor) = \sigma_{in}$.

Проверка логнормального распределения производится по введенному пользователем стандартному отклонению, которое характеризует изменчивость внутри здания, обусловленную особенностями его конструкции, меблировки помещений и т. д. Значение по умолчанию $\sigma_{in} = 10$ дБ.

9 Модель распространения радиоволн ОЦГ 5-6

Эта модель распространения радиоволн разработана ОЦГ 5-6 (<u>http://www.itu.int/md/R07-JTG5.6-C/en</u>) и объединяет в себе модель распространения в свободном пространстве, расширенную модель Хата и модель согласно Рекомендации МСЭ-R P.1546 в зависимости от расстояния между передатчиком и приемником.

Параметры этой модели перечисляются ниже:

- a) параметры, зависящие от трассы (не меняющиеся в процессе моделирования для заданной трассы):
 - процент времени (%): $p_t = 1\%$ или $p_t = 50\%$;
 - расстояние отсечки (м): $d_{cut} < 100$ м;
 - высота местных препятствий (м): *R*_{clut};
 - окружающая среда: сельская, пригородная, городская;
- b) переменные параметры (меняющиеся для каждого события моделирования):
 - высота антенны передатчика (м): $30 \le h_t \le 200$ м;
 - − высота антенны приемника (м): $1,5 \le h_r \le 10$ м;
 - частота (МГц): $600 \le f \le 2000$ МГц;
 - расстояние (км): d ≤ 1000 км.

Следует отметить, что потери на трассе не должны быть меньше потерь на распространение в свободном пространстве. Рассматриваются только сценарии распространения типа "вне помещения – вне помещения".

Потери на трассе *p*_L, включающие эффект экранирования, можно выразить как сумму медианных потерь *L* на трассе и члена с гауссовым распределением:

$$p_L = L + T(G(\sigma)),$$

где стандартное отклонение σ моделирует изменчивость, связанную с экранированием:

- $\sigma = 5,5$ дБ для всех расстояний, если $h_r > R_{clut}$;
- $\sigma = 7$ дБ для всех расстояний, если $h_r < R_{clut}$ и $h_t < R_{clut}$.

10 Модель распространения Лонгли-Райса (ITM)

Модель распространения Лонгли-Райса, известная также под названием "модель распространения радиоволн над пересеченной местностью" (ITM), была разработана для оценки потерь передачи на радиотрассах, проходящих над пересеченной местностью, в диапазонах ОВЧ, УВЧ и СВЧ. Расчет потерь сигнала основан на теории электромагнитных колебаний и на статистическом анализе. Он также дополнен эмпирическими зависимостями, полученными по результатам испытаний и измерений. Реализация модели предполагает режим распространения на территории с известными характеристиками (то есть для расчета потерь на трассе не требуется знать особенности рельефа местности). Результат моделирования представляет собой прогнозируемый медианный коэффициент ослабления радиосигнала в зависимости от статистических параметров рельефа местности, системы и радиоклимата с учетом пространственно-временной изменчивости сигнала для заданного уровня доверительной вероятности.

Параметры этой модели перечисляются ниже:

- a) параметры, зависящие от трассы (не меняющиеся в процессе моделирования для заданной трассы):
 - характеристика радиоклимата: экваториальный, континентальный субтропический, морской субтропический, пустынный, умеренный континентальный, умеренный морской над сушей, умеренный морской над морем;
 - средний показатель преломления над земной поверхностью (*N*-единиц): экваториальный (360), континентальный субтропический (320), морской субтропический (370), пустынный (280), умеренный континентальный (301), умеренный морской над сушей (320), умеренный морской над морем (350);
 - параметр неровности местности (м): плоская местность (0 м), равнины (30 м), холмы (90 м), горы (200 м), скалистые горы (500 м);
 - удельная электропроводность почвы (См/м): средняя почва (0,005 См/м), бедная почва (0,001 См/м), плодородная почва (0,02 См/м), пресная вода (0,01 См/м), морская вода (5 См/м);
 - относительная диэлектрическая проницаемость почвы: средняя почва (15), бедная почва (4), плодородная почва (25), пресная вода (81), морская вода (81);
 - поляризация: горизонтальная или вертикальная;
 - критерии выбора площадки: случайный, тщательный или очень тщательный;
 - готовность по времени (%): 1–99%;
 - готовность по местоположению (%): 1–99%;
 - уровень доверительной вероятности (%): 1–99%;
- b) переменные параметры (меняющиеся для каждого события моделирования):
 - частота (МГц): $20 \le f \le 40\ 000\ MГц;$
 - − высота антенны передатчика (м): $0,5 \le h_t \le 3000$ м;
 - − высота антенны приемника (м): $0,5 \le h_r \le 3000$ м;
 - − расстояние (км): $1 \le d \le 2000$ км.

11 Модель распространения радиоволн IEEE 802.11, модель С

Присутствие пользователей на линии распространения сигнала между передатчиком и приемником может приводить к дополнительным потерям сигнала из-за потерь в человеческом теле или многолучевой интерференции по причине рассеяния на теле. В ситуации, когда пространственная плотность пользователей (или терминалов) подвижной связи высока, также высокой будет и вероятность блокирования трассы, поэтому на трассе между терминалами уже нельзя предполагать условия прямой видимости. Соответственно, для описания линий связи между терминалами в точках доступа при плотном расположении станций лучше подойдет модель потерь на трассе с бо́лышим значением аргумента экспоненты, чем в модели распространения в свободном пространстве. В такой модели распространения средние потери на трассе характеризуются двумя углами наклона кривой с точкой перегиба на расстоянии d_{bp} . Модель распространения в свободном пространстве (с аргументом экспоненты, равным 2,0) применяется на расстояниях, меньших d_{bp} , а на бо́льших расстояниях аргумент берется равным 3,5:

$$L(d) = \begin{cases} L_{fs}(d), & d < d_{bp}; \\ L_{fs}(d_{bp}) + 35 \log\left(\frac{d}{d_{bp}}\right), & d \ge d_{bp}, \end{cases}$$

где потери на трассе при распространении в свободном пространстве *L*_{fs} определяются как:

$$L_{fs} = 32,4 + 10 \log \left(d^2 + \left(\frac{h_t - h_r}{1000} \right)^2 \right) + 20 \log(f),$$

где

f: частота (МГц);

*h*_t: высота антенны передатчика над землей (м);

*h*_{*r*}: высота антенны приемника над землей (м);

d: расстояние между передатчиком и приемником (км);

 d_{bp} : расстояние до точки перегиба от передатчика (км).

Кроме того, в рассчитанные потери на трассе можно внести поправку на экранирование, распределенную по логнормальному закону с заданным стандартным отклонением. Если расчетное значение потерь на трассе оказывается меньше ослабления в свободном пространстве на том же расстоянии, вместо него подставляется значение ослабления в свободном пространстве. Эта модель распространения используется для расчета помех между двумя терминалами и учитывает потери на экранирование, обусловленные присутствием объектов между терминалами, но не учитывает в явном виде потери от объектов, находящихся в ближнем поле, например человека, несущего аппаратуру.

Прилагаемый документ 2 к Приложению 2

Функция регулирования мощности

$$g_{ILT}^{PC} = f_{pc} \left(p_{ILT}^{supplied}, g_{ILT \to ILR}, pl_{ILT \leftrightarrow ILR}, g_{ILR \to ILT}, pc_{ILT}^{t-hold}, pc_{ILT}^{dyc_{rg}}, pc_{ILT}^{st_{rg}} \right);$$

 $P = f(p_{ILT}^{supplied}, g_{ILT \to ILR}, pl_{ILT \leftrightarrow ILR}, g_{ILR \to ILT}) = p_{ILT}^{supplied} + g_{ILT \to ILR} - pl_{ILT \leftrightarrow ILR} + g_{ILR \to ILT},$

P: мощность сигнала, принятого приемником мешающей линии, например ближайшей базовой станцией мешающей системы,

где $p_{ILT}^{supplied}$, $g_{ILT \to ILR}$, $g_{ILR \to ILT}$ и $pl_{ILT \leftrightarrow ILR}$ определяются в разделах, касающихся расчета *iRSS*. $p_{ILT}^{t_hold}$ – это нижний порог (минимум) мощности сигнала для приемника.

где i – целое число в пределах от 1 до $n_steps = \frac{pc_{ILT}^{dyc_rg}}{pc_{ILT}^{sL_rg}}$

Случай (n_ steps + 2): $P > pc_{ILT}^{t_hold} + pc_{ILT}^{dyc_{rg}}$ $p_{ILT}^{supplied_{PC}} = p_{ILT}^{supplied} - pc_{ILT}^{dyc_{rg}}$ $g_{ILT}^{PC} = - pc_{ILT}^{dyc_{rg}}$

Прилагаемый документ 3 к Приложению 2

Определения статистических распределений

Равномерное распределение:

 $U(0, 1) = \begin{cases} 1, & \text{если } 0 \le x \le 1; \\ 0 & \text{в противном случае} \end{cases}$

– Распределение Гаусса:

$$G(\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$$
$$P(\sigma) = \frac{r}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

- Распределение Рэлея:
- $R(\sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$
- Пользовательское распределение: следует рассмотреть возможность включения пользовательского распределения в состав применяемого средства.
- Дискретное распределение:

это особое распределение, которое характеризуется нижней границей X_{min} , верхней границей X_{max} и шагом S между отсчетами x_i . Типичным примером такого распределения является дискретное распределение частот при постоянном разносе между каналами.

Соответствующее распределение *x_i* задается тогда следующим уравнением:

$$x_i = X_{min} + S/2 + (i-1)S,$$

где

$$i = 1...N;$$

$$N = (X_{max} - X_{min}) / S$$

В случае равномерного распределения каждому значению приписывается одинаковая вероятность $P(x_i) = 1/N$. В случае неравномерного распределения каждому значению приписывается удельный вес P_i с тем ограничением, что сумма всех этих весов равняется единице.

Прилагаемый документ 4 к Приложению 2

Генерация псевдослучайных чисел

[Knuth, 1969; Rubinstein, 1981]

Исходя из равномерного распределения U(0,1),

$$u_{i+1} = T(U(0,1)) = \frac{x_{i+1}}{m},$$

где

 $x_{i+1} = (a \cdot x_i) \pmod{m};$

- *а*: множитель, например: *a* = 16 807, 396 204 094 или 950 706 376;
- *m*: модуль, например: $m = 2^{31} 1 = 2$ 147 483 647;
- *x*₀: начальное число, целочисленная переменная, принимающая значения от 1 до (*m* − 1).
- Исходя из гауссова распределения $G(\sigma)$,

$$T(G(\sigma)) = v_1 \sqrt{\frac{-2\ln(s)}{s}},$$

где,

когда $s \ge 1$, $d_0 \begin{cases} v_1 = 2 \cdot T_{seed1}(U(0,1)) - 1; \\ v_2 = 2 \cdot T_{seed2}(U(0,1)) - 1; \\ s = v_1^2 + v_2^2, \end{cases}$

 v_1 и v_2 – это две независимые случайные переменные (с использованием двух различных начальных чисел), равномерно распределенные в промежутке от -1 до +1.

- Исходя из распределения Рэлея *R*(σ),

$$T(R(\sigma)) = \sqrt{\left(v_1^2 + v_2^2\right) \times \frac{-2\ln(s)}{s}},$$

где,

когда
$$s \ge 1$$
, $d_0 \begin{cases} v_1 = 2 \cdot T_{seed1}(U(0,1)) - 1; \\ v_2 = 2 \cdot T_{seed2}(U(0,1)) - 1; \\ s = v_1^2 + v_2^2, \end{cases}$

 v_1 и v_2 – это две независимые случайные переменные (с использованием двух различных начальных чисел), равномерно распределенные в промежутке от -1 до +1.

Исходя из любого типа распределения с заданной интегральной функцией распределения cdf.

Некоторые испытания могут производиться согласно пользовательскому распределению F.

Такое испытание основывается на применении обратной функции интегрального распределения cdf^{-1} , связанной с пользовательским распределением *F*, к результату равномерной выборки из значений между 0 и 1.

 $T(F) = cdf^{-1}(p)$, где p = T(U(0, 1)) (испытание с равномерным законом распределения из значений между 0 и 1).

РИСУНОК 8 Прямая функция *cdf*



РИСУНОК 9



Прилагаемый документ 5 к Приложению 2

Блок-схема для вычисления dRSS



Report SM.2028-Ap-5-01

Прилагаемый документ 6 к Приложению 2

Вычисление уровня *iRSS*, обусловленного нежелательными излучениями и блокированием



Report SM.2028-Ap-6-01

Прилагаемый документ 7 к Приложению 2

Блокирование приемника

1 Базовая концепция

Приемник захватывает нежелательный сигнал из-за неидеальности своего фильтра.



Определение: уровень блокирования – это мера способности приемника принимать модулированный полезный входной сигнал в присутствии нежелательного входного сигнала на частотах, отличных от частот побочных излучений или соседних каналов, без ухудшения ниже заданного предела характеристик приема под действием этих нежелательных сигналов (документ I-ETS 300 113:1992).

2 Измерение уровня блокирования

- Установить уровень полезного сигнала, соответствующий предельному значению коэффициента ошибок по битам (BER).
- Повысить уровень полезного сигнала на 3 дБ и добавить мешающий сигнал, повышая его уровень до тех пор, пока не будет получено то же самое значение BER.
- Отношение уровней мешающего и полезного сигнала это и есть уровень блокирования приемника.



3 Уровень ослабления в приемнике

В ходе измерения справедливы следующие три уравнения:

- Уровень собственных шумов + Защитное отношение + 3 дБ = Уровень полезного сигнала;
- Уровень полезного сигнала + Уровень блокирования
- Уровень мешающего сигнала Уровень ослабления
- Следовательно,





РИСУНОК 13

Маска приемника



- = Уровень мешающего сигнала;
- = Уровень собственных шумов.

Прилагаемый документ 8 к Приложению 2

Вычисление уровня *iRSS*, обусловленного интермодуляцией

Эта блок-схема представляет собой часть блок-схемы, приведенной в Прилагаемом документе 6.



Report SM.2028-Ap-8-01

Прилагаемый документ 9 к Приложению 2

Интермодуляция в приемнике

Основной вклад в интермодуляционные помехи вносят мешающие сигналы в соседних каналах под влиянием частотной избирательности антенн и оборудования приемника. Рассмотрим службу при полезном сигнале на частоте f_0 , частотном разносе каналов Δf и мешающих сигналов E_{i1} и E_{i2} на частотах $f_0 + n\Delta f$ и $f_0 + 2n\Delta f$ соответственно. Нелинейность характеристик приемника приводит к возникновению интермодуляционных составляющих E_{if} третьего порядка на этой частоте (см. рисунок 14).

$$f_0 = 2(f_0 + n\Delta f) - (f_0 + 2n\Delta f) \qquad n = \pm 1, \pm 2, \dots$$
(1)



Напряженность поля *E*_{if} сигнала интермодуляционной составляющей дается формулой:

$$E_{if} = k E_{i1}^2 E_{i2} \,, \tag{2}$$

где *k* – некоторая постоянная, подлежащая определению. Для уровней сигнала (измеряемых в дБ) формулу (2) можно переписать как

$$L_{if} = 2L_{i1} + L_{i2} + 20\log k .$$
(3)

Постоянную 20 log k в уравнении (3) можно найти путем измерения по методике, приведенной в пункте 8.8 стандарта ETS 300-113 Европейского института стандартизации электросвязи (ЕТСИ). Этот метод аналогичен тому, который используется в Прилагаемом документе 7 для определения вклада для блокирования помех.

Стандарт ETS 300-113 посредством интермодуляционной характеристики L_{imr} определяет уровни мешающих сигналов $L_{i1} = L_{i2}$, при которых только начинают регистрироваться битовые ошибки из-за интермодуляции (см. рисунок 15).

Это означает, что при значениях L_{i1} и L_{i2} , показанных на рисунке 15, уровень интермодуляционной составляющей L_{if} как раз достигает уровня собственных шумов (0 дБ). Введя L_{i1} и L_{i2} из рисунка 15 в уравнение (3), получаем:

$$0 = 2(L_{imr} + 3 \,\mathrm{d}\mathbf{b} + L_{sens}) + (L_{imr} + 3 \,\mathrm{d}\mathbf{b} + L_{sens}) + 20 \log k.$$
(4)

Если подставить выражение для k из уравнения (4), уравнение (3) принимает следующий вид:

$$L_{if} = 2L_{i1} + L_{i2} - 3L_{imr} - 3L_{sens} - 9 \qquad \text{дБ.}$$
(5)



Прилагаемый документ 10 к Приложению 2

Влияние различий в ширине полос частот

а) Трасса полезного сигнала

Передатчик линии, испытывающей помехи, излучает сигналы с мощностью p_{VLT} (дБм) на частоте f_{VLR} в заданной ширине полосы частот b_{VLR} . Эта полоса используется также для определения интермодуляционных составляющих (см. Прилагаемый документ 8 к Приложению 2).

b) Передатчик мешающей линии

Маска излучений *emission*_{ILT} передатчика мешающей линии как функция $\Delta f = f - f_{ILT}$ должна определяться как заданные пользователем максимальные уровни мощности *emission*_{ILT} (Δf) в эталонной полосе шириной $b_s(\Delta f)$. Эту маску можно также выразить как наибольшее значение:

- суммы подводимой мощности мешающего сигнала p^{supplied}, относительной маски излучений (включающей полезную передачу и все нежелательные излучения, в том числе минимальный уровень мощности излучения, зависящий от регулирования мощности) и коэффициента усиления при регулировании мощности;
- или минимального абсолютного уровня излучения.

Относительная маска излучений описывается тремя параметрами (сдвиг по частоте (МГц), относительный уровень излучения (дБн) и ширина эталонной полосы частот (МГц)). Минимальный уровень излучения определяется в пункте е) настоящего Прилагаемого документа.

Мощность передатчика мешающей линии p_{ILT} (дБм) на частоте f_{ILT} используется для оценки бюджета линии связи с приемником мешающей линии (то есть регулирование мощности).

с) Принцип определения мощности мешающего сигнала



На рисунке 16 показан принцип определения мощности мешающего сигнала. Если $f_{ILT} = f_{VLR}$, то частоты мешающего сигнала попадают точно в полосу пропускания приемника линии, испытывающей помехи (помехи по совмещенному каналу).

Для упрощения алгоритмов функция маски p_{mi} нормируется к эталонной ширине полосы частот 1 Гц:

$$p_{ni} = p_{mi}(\Delta f) - 10 \log \frac{b}{1 \,\mathrm{Hz}} \,.$$

b – это ширина полосы частот, используемая для маски излучений.

Полную мощность принимаемого мешающего сигнала *emission*_{ILT} легко рассчитать интегрированием по полосе пропускания приемника от $a = f_{VLR} - f_{ILT} - b_{VLR} / 2$ до $b = f_{VLR} - f_{ILT} + b_{VLR} / 2$:

$$power_{ILT} = 10 \log \left\{ \int_{a}^{b} 10^{h} (p_{n_{-}ILT}(\Delta f)/10) \, \mathrm{d}\Delta f \right\},$$

где p_{ni} – нормированная маска (дБм/Гц). Если ширина эталонной полосы частот равна 1 Гц, интегрирование можно заменить суммированием (*power*_{ILT} указывается в дБм):

$$power_{ILT} = 10 \log \left\{ \sum_{i=a}^{b} 10^{\wedge} (p_{n_{-}ILT} (\Delta f_i) / 10) \right\}.$$

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – Мощность мешающего сигнала в радиосистеме с другой полосой пропускания можно оценить по упомянутым выше алгоритмам. Такой расчет требуется только для помех, обусловленных нежелательными излучениями, или помех по соседнему каналу, но не для блокирования и интермодуляционных помех.

Следует отметить, что рекомендуется всегда применять заданную пользователем маску, даже если маска плоская.

d) Реализация в SEAMCAT

Принцип работы алгоритма поясняется в пункте с). Этот алгоритм с точки зрения времени расчета очень медленный, поэтому используется нижеследующий подход.

Полную мощность мешающего сигнала относительно несущей *emission_rel*_{*lLT*} можно рассчитать интегрированием по полосе пропускания приемника от $a = f_{VLR} - f_{ILT} - b_{VLR} / 2$ до $b = f_{VLR} - f_{ILT} + b_{VLR} / 2$:

$$emission_rel_{ILT} = 10 \log \left\{ \int_{a}^{b} P_{rel}^{linear} (\Delta f) d\Delta f \right\} = 10 \log \left\{ \int_{a}^{b} 10^{\frac{P_{rel}^{dBc}(\Delta f)}{10}} d\Delta f \right\},$$

где P_{rel}^{dBc} – заданная пользователем нормированная маска (дБн/Гц).

Маска выражается в виде массива из N + 1 точек ($\Delta f_i, P_i$) и предполагается линейной между этими точками:

$$P_{rel}(\Delta f) = P_i + \frac{\Delta f - \Delta f_i}{\Delta f_{i+1} - \Delta f_i} \left(P_{i+1} - P_i \right).$$

Это приводит к

$$emission_rel_{ILT} = 10 \log \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} \frac{P_{rel}^{dBc}(\Delta f)}{10} d\Delta f \right\},$$

где

$$\Delta f_0 = a = f_{VLR} - f_{ILT} - B_{VLR} / 2;$$

$$\Delta f_N = b = f_{VLR} - f_{ILT} + B_{VLR} / 2.$$

Промежуточные вычисления:

$$\begin{split} emission_rel_{i}^{dBc} &= \int_{\Delta f_{i}}^{\Delta f_{i+1}} 10^{\frac{P_{i}el^{c}}(\Delta f)}{10} \, \mathrm{d}\Delta f \;; \\ emission_rel_{i}^{dBc} &= 10^{\frac{P_{i}}{10}} \int_{\Delta f_{i}}^{\Delta f_{i+1}} \left[10^{\frac{P_{i+1}-P_{i}}{10(\Delta f_{i+1}-\Delta f_{i})}} \right]^{(\Delta f-\Delta f_{i})} \, \mathrm{d}\Delta f \;; \\ emission_rel_{i}^{dBc} &= \frac{10^{\frac{P_{i}}{10}}}{K^{\Delta f_{i}}} \int_{\Delta f_{i}}^{\Delta f_{i+1}} K^{(\Delta f-\Delta f_{i})} \, \mathrm{d}\Delta f \;, \qquad K = 10^{\frac{P_{i+1}-P_{i}}{10(\Delta f_{i+1}-\Delta f_{i})}}; \\ emission_rel_{i}^{dBc} &= \frac{10^{\frac{10}{10}}}{K^{\Delta f_{i}}} \left[e^{\ln K} \right]_{\Delta f_{i}}^{\Delta f_{i+1}} = \frac{10^{\frac{P_{i}}{10}}}{\ln K} \left[K^{\Delta f_{i+1}-\Delta f_{i}} - 1 \right], \qquad \ln K = \frac{\ln 10}{10} \cdot \frac{P_{i+1}-P_{i}}{\Delta f_{i+1}-\Delta f_{i}}; \\ emission_rel_{i}^{dBc} &= \frac{10}{\ln 10} \frac{10^{P_{i+1}} - 10^{P_{i}}}{P_{i+1}-P_{i}} \left(\Delta f_{i+1} - \Delta f_{i} \right). \end{split}$$

В конечном счете

$$emission_rel_{ILT} = 10 \log \left\{ \frac{10}{\ln 10} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{\left(P_{i+1}^{linear} - P_i^{linear}\right) \left(\Delta f_{i+1} - \Delta f_i\right)}{\left(P_{i+1}^{dBc} - P_i^{dBc}\right)} \right\}$$

е) Минимальный уровень нежелательных излучений

Приведенные выше уравнения применимы также к минимальному абсолютному уровню излучения *emission_ floor_{ILT}* (дБм). Маска минимального уровня излучения может быть описана тремя параметрами (сдвиг по частоте (МГц), ширина эталонной полосы частот (МГц), минимальный уровень излучения (дБм)).

Фактический уровень излучения ограничивается минимальным уровнем излучения в соответствии с уравнением:

$$emission_{ILT} = \max\left(emission_rel_{ILT} + p_{ILT}^{supplied} + g_{ILT}^{PC}, emission_floor_{ILT}\right),$$

что также показано на рисунке 17.



Следует отметить, что в сравнении участвует коэффициент усиления при регулировании мощности, если такое регулирование предусмотрено.

Следует также отметить, что минимальный уровень нежелательных излучений в SEAMCAT относится к ширине полосы частот 1 МГц.

Прилагаемый документ 11 к Приложению 2

Размер ячейки радиосвязи в сети, ограниченной шумом

Если предположить, что мощность принимаемого сигнала равна чувствительности приемника линии, испытывающей помехи, радиус *R_{max}* для трассы полезного сигнала можно определить из следующего уравнения:

$$f_{median}(f_{VLR}, h_{VLR}, h_{VLT}, R_{max}, env) + f_{slowfading}(X\%) = P_{VLT} + g_{VLT} + g_{VLR} - sens_{VLR}$$

где потери на трассе определяются суммой медианных потерь и добавочного члена, представляющего распределение потерь:

$$p_{loss} = f_{median} + f_{slowfading}$$
 (X%).

Распределение потерь на трассе *ploss* можно выразить в общем виде, пользуясь следующим уравнением:

$$Q(\mu + a, R_{max}) = y,$$

где Q – интегральная функция распределения для R_{max} и результирующих средних потерь на трассе μ , а также дополнительных потерь на трассе a, связанных с готовностью или покрытием y. Потери, связанные с покрытием, x, соответствуют значению y в соотношении 1 - y. Предполагая, что медленные замирания можно аппроксимировать логнормальным распределением (то есть медиана \approx среднему значению), можно ввести соотношение $a = b\sigma$, где b – это кратное значение хорошо известного стандартного отклонения σ . Вот несколько примеров для иллюстрации: при покрытии 95% получаем b = 1,96, при 99% b = 2,58, при 99,9% b = 3,29; при b = 1 покрытие составляет 68%, при *b* = 2 – 95,5%. Точные значения легко определить, пользуясь функцией обратного гауссова распределения.

Тогда трансцендентное уравнение:

$$g(R_{max}) = P_{VLT} + g_{VLT} + g_{VLR} - sens_{VLR} - f_{median}(f_{VLR}, h_{VLR}, h_{VLT}, R_{max}, env) - b\sigma$$

может быть решено методом линейной итерации, например методом ложного положения:

$$\widetilde{R}_{max} = R_{max0} - \frac{R_{max0} - R_{max1}}{g(R_{max0}) - g(R_{max1})} g(R_{max0})$$

Следует отметить, что более быстрой сходимости можно достичь, применяя логарифмическую шкалу расстояний, то есть заменив переменную R на $\log(R)$.

В этом случае формулы, приведенные для $f_{median}(R_{max}^{VLT}) + ...,$ должны быть обращены.

Прилагаемый документ 12 к Приложению 2

Диаграмма направленности антенны

Существуют три способа описания диаграмм направленности антенн (как это реализовано в SEAMCAT):

- 1 всенаправленная антенна;
- 2 горизонтальная и вертикальная диаграмма направленности антенны (дБи); коэффициент усиления указывается относительно главного лепестка и определяется раздельно в горизонтальном направлении как функция азимутального угла (φ), а в вертикальном – как функция угла места (θ);
- 3 сферическая диаграмма направленности антенны (дБи); коэффициент усиления указывается относительно главного лепестка как функция сферического угла ψ, определяемого исходя из угла азимута и угла места следующим образом:

$$\cos \psi = \cos(\theta) \cos(\phi);$$

$$g_{\theta, \omega} = g_{max} \times g_S(\cos^{-1}(\cos\theta\cos\phi)).$$

Во втором или третьем случае коэффициент усиления в SEAMCAT можно определить двумя способами:

1 в виде таблицы значений коэффициента усиления как функции угла с интерполяцией значений для неуказанных углов. Для горизонтальных и вертикальных диаграмм направленности задаются два набора значений, которые объединяются для получения одного значения усиления (в линейной области) следующим образом:

$$g_{\theta,\varphi} = \begin{cases} g_{max} \times \sqrt{\frac{g_{H,\theta}^2 + g_{V,\varphi}^2}{2}}, & |g_{H,\theta} - g_{V,\varphi}| < 2; \\ g_{max} \times \min(g_{H,\theta}, g_{V,\varphi}), & |g_{H,\theta} - g_{V,\varphi}| \ge 2, \end{cases}$$

где

*g*_θ,φ: коэффициент усиления для соответствующего угла;

g_{max}: пиковый коэффициент усиления антенны;

- *g*_{*H*, φ}: коэффициент усиления в горизонтальной плоскости для азимутального угла φ;
- $g_{V,\theta}$: коэффициент усиления в вертикальной плоскости для угла места θ .

Для сферических антенн коэффициент усиления рассчитывается (в линейной области, по азимуту и углу места) согласно формуле:

$$g_{\theta,\varphi} = g_{max} \times g_S(\cos^{-1}(\cos\theta\cos\varphi)),$$

где

- *g*_{θ,φ}: коэффициент усиления для соответствующего угла ;
- *g_{max}*: пиковый коэффициент усиления антенны;
 - *g*₅: коэффициент усиления антенны как функция сферического угла;
 - *φ*: азимутальный угол;
 - θ : угол места;
- 2 на основе уравнения или набора уравнений (например, из Рекомендации МСЭ-R F.699 или МСЭ-R F.1336).

Направление ориентирования антенны можно определить двумя способами:

- 1 как фиксированное направление ориентирования по азимуту и углу места относительно плоскости отсчета (например, базовых станций сотовой связи);
- 2 через параметры линии связи, то есть местоположения и значения высот (х, у и z-координаты) передатчика и приемника указываются, а направление ориентирования вычисляется относительно другого элемента линии.

Можно определить угол наклона – либо задать его как пользовательские входные данные (главным образом для базовых сотовых станций), либо рассчитать как функцию направления ориентирования линии (в основном для линий связи фиксированной службы). Для наклонных антенн необходимо ввести поправочный коэффициент к азимуту и углу места, как указано в Приложении 5 к Рекомендации МСЭ-R F.1336.

Ссылки

KNUTH, D. E. [1969] *The Art of Computer Programming*, Vol. 2, *Seminumerical Algorithms*. Addison-Wesley. Reading, Massachusetts, United States of America.

RUBINSTEIN, R. Y. [1981] Simulation and the Monte Carlo Method. Haifa, Israel.

ECC Report 252 [2016] SEAMCAT Handbook.

Библиография

Doc. 1-3/31(Rev.1)-E. Proposal for a Propagation Model to be used in Models for Calculating Spurious Emission Interference (May 1995). France. Radiocommunication Study Group 1.

Приложение 3

Подсистема оценки распределений

Блок-схема подсистемы оценки распределений (DEE) показана на рисунке 18. Проверка на точность соответствия может проводиться по критерию "хи-квадрат" или по алгоритму Колмогорова-Смирнова.

Этот алгоритм в основном проверяет, соответствует ли случайная выборка наблюдений заданной интегральной функции распределения. Такое распределение может быть непрерывным, дискретным или гибридным. Метод на основе критерия "хи-квадрат" весьма универсален, и предлагается единый алгоритм в рамках DEE для проверки соответствия выборок всевозможным типам распределения вероятности.

В DEE передается массив выборок со значениями случайной переменной RSS. Сначала DEE проверяет, достаточна ли длина массива N (количество выборок) для получения устойчивого распределения. Для этого по N - dN выборкам определяется исходная дискретная функция распределения и рассчитывается соответствующая функция cdf. Полученная cdf используется затем как эталон для проверки всей совокупности из N выборок по критерию "хи-квадрат". Если проверка покажет, что два дискретных распределения различаются более чем на допустимое заданное значение, в EGE передается сообщение о необходимости генерировать больше дополнительных выборок. Если же критерий "хи-квадрат" удовлетворяется, DEE проверяет, можно ли использовать непрерывную функцию плотности вероятностей.

Блок-схема на рисунке 18 представляет собой пример проверки на соответствие гауссову распределению. Алгоритм на основе критерия "хи-квадрат" равным образом применим к любому другому непрерывному распределению, которому может соответствовать случайная переменная RSS. Непрерывная функция распределения позволяет получить выражение в замкнутом виде для вычисления вероятности в ICE, что обеспечивает эффективный численный расчет. Если нет непрерывной pdf, которая бы соответствовала имеющейся совокупности выборок с достаточной точностью, единственный путь решения вопроса – использовать дискретное представление pdf и численный расчет вероятностей.

Используемые условные обозначения:

< RSS > :	совокупность случайных переменных;			
N :	размер совокупности выборок;			
<i>I</i> :	внутренний счетчик для проверки на устойчивость;			
dN:	доля размера совокупности (например, $д = 0,1N$);			
<i>Y</i> :	критерий проверки "хи-квадрат" (см. Прилагаемый документ 1 Приложению 3);	к		
χ_{1-lpha} :	квантиль – опорный уровень для проверки по критерию "хи-квадрат";			
<i>n</i> :	общее количество отсчетов в выборке;			
< <i>C</i> > :	массив коэффициентов дискретной cdf.			

Блок-схема на рисунке 19 представляет собой один из множества возможных вариантов построения дискретной pdf для случайной переменной.



Report SM.2028-18



Report SM.2028-19

Прилагаемый документ 1 к Приложению 3

Проверка на точность соответствия по критерию "хи-квадрат"

Проверка на точность соответствия по критерию "хи-квадрат" – это одна из старейших и самых известных статистических проверок.

Пусть $X_1, X_2, ..., X_N$ представляет собой набор замеров из совокупности с неизвестной cdf, $F_x(x)$. Проверка по критерию "хи-квадрат" основана на проверке нулевой гипотезы:

*H*₀:
$$F_x(x) = F_0(x)$$
 для всех *x* по сравнению с альтернативной гипотезой *H*₁: $F_x(x) \neq F_0(x)$ для некоторых *x*.

Пусть *N* наблюдений группируются по *K* взаимоисключающим категориям. Обозначим через N_j наблюдаемое количество испытаний в *j*-й категории (*j* = 1, 2, ..., *K*). Обозначим далее через N_j^0 количество испытаний, которое, как ожидается, должно попасть в *j*-ю категорию в соответствии с известной cdf, $F_0(x)$.

Фактически проверка на соответствие выполняется по следующему критерию:

$$Y = \sum_{j=1}^{K} \frac{\left(N_{j} - N_{j}^{0}\right)^{2}}{N_{j}^{0}}, \qquad \sum_{j=1}^{K} N_{j} = N,$$

значение которого, как правило, мало, если верна гипотеза H_0 , и велико, если гипотеза H_0 неверна. *Y* – это также случайная переменная, подчиняющаяся распределению "хи-квадрат" при больших *N*.

На практике, если более достоверна гипотеза Но, следует ожидать, что

$$P(Y > \chi^2_{1-\alpha}) = \alpha$$

где α имеет значимый уровень (например, 0,05 или 0,1); квантиль $\chi^2_{1-\alpha}$ соответствует вероятности 1 – α и дан в табличном виде для распределения "хи-квадрат" (см. таблицу 2).

Проверка на точность соответствия по критерию "хи-квадрат" равным образом применима к дискретным и непрерывным функциям плотности вероятностей.

ТАБЛИЦА 2

Квантиль $\chi^2_{1-\alpha}$ для распределения "хи-квадрат"

K $1-\alpha$	0,975	0,95	0,90	0,75
10	3,25	3,94	4,86	6,74
20	9,59	10,85	12,44	15,45
30	16,79	18,49	20,60	24,48
40	24,43	68,51	29,05	33,66
50	32,36	34,76	37,69	42,94
60	40,48	43,19	46,46	52,29
70	48,76	51,74	55,33	61,70
80	57,15	60,39	64,28	71,14
90	65,65	69,13	73,29	80,62
100	74,22	77,93	82,36	90,13

Прилагаемый документ 2 к Приложению 3

Испытание на устойчивость по критерию Колмогорова-Смирнова

Цель этого этапа – оценить, достаточно ли имеющегося количества генерируемых событий, чтобы считать результаты статистически устойчивыми. Для оценки устойчивости с помощью испытания на соответствие по критерию Колмогорова-Смирнова проверяют, что распределения, полученные по N - dN выборкам и N выборкам, отличаются друг от друга не более чем на заданное значение.

Сначала по входному вектору массива необходимо построить две интегральные функции распределения:

- распределение, полученное по первым *N dN* выборкам вектора массива;
- распределение, полученное по всему вектору массива (*N* выборок).

Это делается путем простой сортировки массива. Затем просто применяется исытание по критерию "хи-квадрат" со следующими входными данными:

- заданный порог устойчивости (от 0 до 1);

– опорное распределение, полученное по всем *N* значениям из массива;

– проверяемое распределение, полученное по N - dN значениям из массива.

Если результат проверки по критерию Колмогорова-Смирнова превышает порог устойчивости, распределение считается устойчивым.

Приложение 4

Подсистема расчета помех

Алгоритм расчета

В алгоритме расчета ICE делаются следующие предположения:

- $i_i RSS$ – независимые переменные, где индекс *i* соответствует *i*-му типу сценария помех;

– один из мешающих сигналов *i_iRSS* преобладает над всеми остальными.

/

Общая вероятность *P*_D отсутствия помехи со стороны составного мешающего сигнала выражается следующим образом:

$$P_D = P\left(\frac{dRSS}{iRSS_{composite}} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens_{VLR}\right).$$
(6)

Пользуясь вторым предположением, можно аппроксимировать уравнение (6) следующим уравнением:

$$P_D = P\left(\bigcap_{i=1}^n \left(\frac{dRSS}{i_iRSS} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens\right)\right).$$
(7)

Поскольку при этом сигналы *i_iRSS* предполагаются независимыми переменными, можно переписать уравнение (7) в следующем виде:

$$P_D \approx \prod_{i=1}^n P\left(\frac{dRSS}{i_i RSS} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens\right) \equiv \prod_{i=1}^n P_i(C/I) .$$
(8)

Легко показать, что разность (1 – *P*_D) представляет собой вероятность возникновения помехи.

Сигналы не коррелируют между собой, а их распределения даны в замкнутом виде. Сначала рассчитывается интегральная функция распределения составного мешающего сигнала путем интегрирования функций распределения i_iRSS . Функция распределения $iRSS_{composite}$ определяется методом Монте-Карло. В заключение рассчитывается уравнение (6) путем использования формулы условной вероятности с интегрированием распределений dRSS и $iRSS_{composite}$.