

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.6.1>

УДК: 621.376

РАЗРАБОТКА ЧИСЛЕННОЙ МОДЕЛИ РАДИОКАНАЛА СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ НА ВЫСОКОЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ОРБИТЕ «ЭКСПРЕСС-РВ»

В.Ф. Жаринов^{1,2}, О.Г. Пономарев¹

¹Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36

²АО «РЕШЕТНЁВ»,
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52

Статья поступила в редакцию 26 февраля 2025 г.

Аннотация. Разработана численная модель прямого канала связи спутниковой системы «Экспресс-РВ» на высокоэллиптической орбите. Модель канала включает распространение сигнала в линии «вверх», преобразование в спутниковом транспондере, распространение сигнала в линии «вниз», искажения сигнала в абонентском терминале. Представлено аналитическое описание искажений, вносимых на каждом этапе моделирования радиоканала. Разработана программная реализация модели радиоканала в среде программирования MatLab. Результаты моделирования позволяют оценить влияние факторов воздействия радиоканала на качество связи и сформулировать требования к алгоритмам ЦОС, в соответствии с которыми проектируется модемное оборудование. Расчет бюджета линии позволяет уточнить параметры полезной нагрузки.

Ключевые слова: численная модель радиоканала, система спутниковой связи, «Экспресс-РВ», высокоэллиптическая орбита, спутниковый транспондер, распространение в локальной среде абонента, восходящая линия, нисходящая линия, абонентский терминал, центр спутниковой связи.

Автор для переписки: Жаринов Вячеслав Федорович, jarinov.slava@yandex.ru

Введение

Спутниковые системы связи являются одним из основных видов коммуникационных систем в современном мире. Объем передаваемого трафика с годами неуклонно растет и необходимость обеспечения глобальной связи встает все более явственно. Стандарты консорциума 3GPP в очередном релизе Release 17 дополнены вариантом объединения мобильных систем связи 5G NR со спутниковыми в единую инфраструктуру, что дополнительно подчеркивает важность последних [1]. Благодаря своей надежности и глобальному покрытию спутниковые системы незаменимы при организации связи в труднодоступных регионах, что особенно важно для нашей страны. Поставленная госкорпорацией Роскосмос задача по увеличению орбитальной группировки и повышению качества предоставляемых услуг за счет аппаратов нового поколения свидетельствует о безусловной целесообразности исследований в этой области [2]. Одним из направлений является разработка в рамках федеральной программы «Сфера» спутниковой системы «Экспресс-РВ», предназначенной для обеспечения широкополосного доступа в интернет на всей территории России и акватории Северного Ледовитого океана [3].

Ориентация на обеспечение связи в труднодоступных регионах является определяющим фактором при проектировании спутниковой системы, в особенности, в вопросе выбора орбиты. Например, наиболее распространенные геостационарные орбиты для «Экспресс-РВ» не могут быть признаны удовлетворительным решением, т.к. не обеспечивают связь в высоких широтах [4]. В целом, вопрос выбора орбиты является многоаспектным и зависит от множества факторов (тип предоставляемых услуг, занятость частотно-орбитального ресурса, влияние радиационных поясов Земли, количество космических аппаратов (КА), составляющих группировку, их класс, энергетика линии и т.д.) На основе анализа множества факторов при проектировании спутниковой группировки «Экспресс-РВ» были выбраны высокоэллиптические орбиты (ВЭО) типа «Молния» [5]. Однако эти орбиты отнюдь не лишены

недостатков [6]. В частности, отличительной чертой ВЭО является сильное доплеровское смещение. Ниже представлены параметры ВЭО и ее траектория.

Таблица 1. Параметры ВЭО «Молния» [5].

Большая полуось, км	26554
Эксцентриситет	0.722
Наклонение, °	62.8
Число КА	4
Период обращения, часы	≈ 12
Долгота восходящего узла, °	67.7/157.7/247.7/337.7
Аргумент в перигее, °	270
Длительность рабочего участка орбиты (РУО), часы	6



Рис. 1. Траектория ВЭО (а) и проекция траектории ВЭО на Землю (б).

Орбитальная группировка состоит из 4 КА, орбиты которых разнесены по долготе на 90° . За сутки каждый КА проходит основной и сопряженный виток. При работе на основном витке, с которого обслуживается территория России, РУО длительностью около 6 часов находится над восточным полушарием. При функционировании на сопряженном витке, предназначенном для покрытия арктических территорий, наземная трасса орбиты находится на западном полушарии. Полезная нагрузка спутниковой системы представлена оборудованием L/C- и Ku-диапазонов. Полезная нагрузка L/C- диапазона предназначена для формирования квазиглобальной зоны обслуживания при помощи одного луча. Повышенная пропускная способность обеспечивается за счет использования для связи с абонентами многолучевой полезной нагрузки Ku-диапазона, реализующей покрытие зоны обслуживания 11 остронаправленными лучами с основного и 11 – с сопряженного витка.

Для разработки модемного оборудования спутниковой системы первостепенное значение имеет правильный выбор стандартов спутниковой связи. Поэтому применимость выбранных стандартов спутниковой связи должна быть проверена при помощи численной модели радиоканала, моделирующей вносимые при передаче искажения. Модель радиоканала позволяет оценить эффективность используемых алгоритмов перед разработкой модемного оборудования.

В данной статье представлена численная модель радиоканала спутниковой системы «Экспресс-РВ», создаваемой в настоящий момент, что обеспечивает ее новизну и актуальность.

1. Постановка задачи по разработке радиоканала

Разрабатываемая модель радиоканала предназначена для моделирования работы прямого спутникового канала Ku-диапазона системы «Экспресс-РВ» на основном витке на РУО длительностью 6 часов в режиме «точка-точка». Структура прямого спутникового канала показана на рисунке 2.

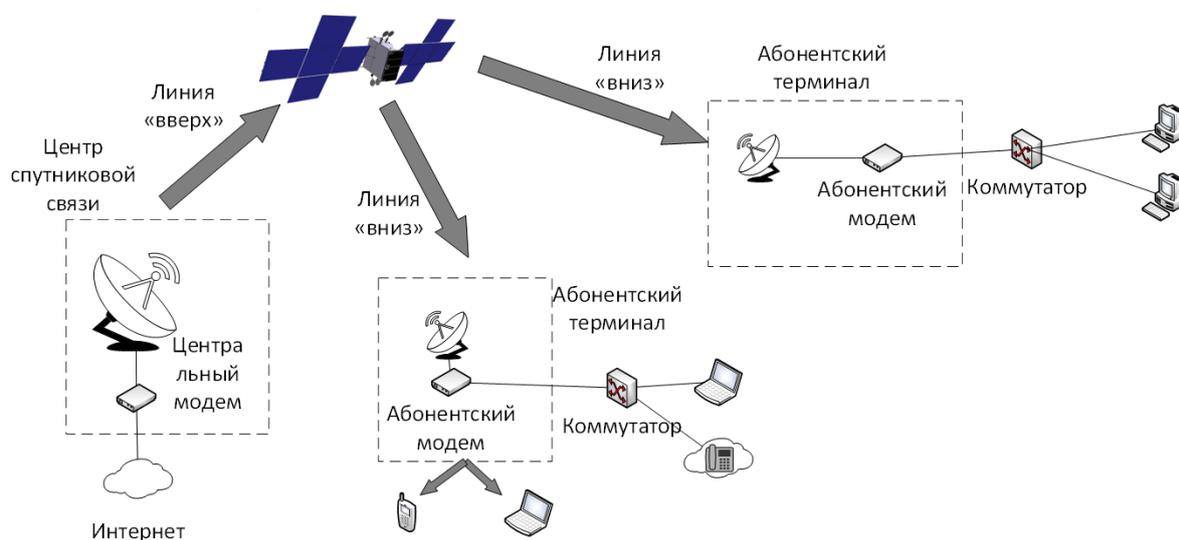


Рис. 2. Организация связи в прямом канале в системе «Экспресс-РВ».

При работе в прямом канале сигнал формируется в модемном оборудовании в составе центра спутниковой связи (ЦСС) и излучается антенной в направлении КА (линия «вверх») на частоте 14 ГГц. Диаметр рефлектора антенны ЦСС равен 7.5 м. Передаваемый сигнал имеет круговую поляризацию.

Передаваемый сигнал регистрируется приемной антенной КА, бортовой ретрансляционный комплекс (БРК) которого работает по технологии прямой ретрансляции [7]. После преобразования сигнала в спутниковом транспондере передающая антенна КА излучает сигнал на частоте 11 ГГц в направлении заданной зоны покрытия. Передающая и приемная антенны КА имеют диаметр рефлектора 0.685 м и 0.7 м соответственно.

Сигнал принимается антенной абонента, после чего поступает на вход абонентского модема, осуществляющего его демодуляцию. Диаметр антенной решетки подвижного абонента равен 0.5 м. Мобильный абонент перемещается в городской или пригородной зоне. Углы места абонента на территории России принимают значения от 50° на краях зоны обслуживания до 90° в подспутниковой точке [8].

В связи с постановкой задачи разрабатываемая модель канала должна состоять из 4 последовательных частей: линии «вверх», модели транспондера БРК, линии «вниз» и искажений сигнала в абонентском терминале. Для программной реализации используется среда для научных расчетов MatLab.

2. Моделирование линии «вверх»

Первая часть радиоканала моделирует передачу сигнала в линии «вверх» от передачи ЦСС до регистрации приемной антенной КА. Она включает расчет мощности сигнала, зарегистрированной приемной антенной КА с учетом затухания в атмосфере, ослабления свободного пространства, рефракции, потерь наведения. Кроме того, вводится запаздывание сигнала на величину задержки распространения и смещение его центральной частоты на величину доплеровского сдвига.

Формирование сигнала реализуется в модемном оборудовании. Далее комплекснозначные отсчеты информационного сигнала переносятся на несущую частоту и излучаются антенной:

$$s_n = s(t_n) = \text{Re} \left[A(x_n + iy_n) e^{i2\pi f_u t_n} \right], \quad (1)$$

где $f_u = 14$ ГГц – частота в восходящей линии, x_n, y_n – квадратурные составляющие информационного сигнала в моменты времени $t_n = n\Delta t = \frac{n}{F_s}$, F_s – частота дискретизации, Δt – шаг дискретизации, n – номер отсчета, A – амплитудный коэффициент.

Эквивалентная изотропно-излучаемая мощность передающей антенны ЦСС рассчитывается как:

$$EIRP_{tx} = P_{tx} \cdot G_{tx}, \quad (2)$$

где $G_{tx} = \eta_{tx} \left(\frac{\pi D_{tx}}{\lambda_u} \right)^2$ – коэффициент усиления передающей антенны ЦСС,

$D_{tx} = 7.5$ м – диаметр параболического рефлектора, η_{tx} – КПД антенны.

P_{tx} – излучаемая мощность антенны ЦСС, складывающаяся из мощности усилителя высокой мощности (НРА) и потерь в волноводном тракте. Сигнал на выходе НРА получен для заданного уровня мощности сигнала с модема. Предполагается, что НРА обладает сверхлинеаризованными амплитудной и фазовой характеристиками за счет вносимых предискажений.

Ослабление в свободном пространстве рассчитывается как $FSPL_u = \left(\frac{4\pi d}{\lambda_u} \right)^2$,

где d – расстояние, λ_u – длина волны. На рисунке 3 показаны потери свободного пространства для всего РУО.

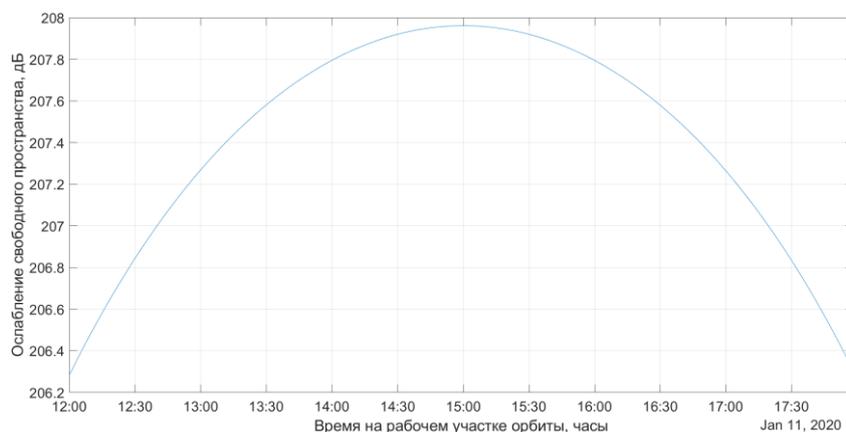


Рис. 3. Ослабление свободного пространства на РУО.

Разница между минимальным и максимальным ослаблением на РУО менее 2 дБ. Это не накладывает строгих требований на динамический диапазон приема КА, и аналогично, что более важно, для приема сигнала абонентом в линии «вниз».

Потери, вызванные неточностью наведения антенн и рефракцией, рассчитываются следующим образом [7]:

$$L_{depointing}^{rx} = 12 \left(\frac{\theta_{depointing}^{rx}}{\theta_{3dB}^{rx}} \right)^2, \quad L_{depointing}^{tx} = 12 \left(\frac{\theta_{depointing}^{tx} + \theta_{refraction}}{\theta_{3dB}^{tx}} \right)^2, \quad (3)$$

где $\theta_{depointing}^{tx}$, $\theta_{depointing}^{rx}$ – углы ошибки наведения антенн, θ_{3dB}^{tx} – ширина диаграммы направленности (ДН) антенны ЦСС, θ_{3dB}^{rx} – ширина ДН антенны КА, $\theta_{refraction}$ – угол рефракции. Зависимость угла рефракции от угла места, рассчитанная с использованием модели эквивалентного радиуса Земли и в предположении экспоненциального характера профиля рефракции показана на рисунке 4.

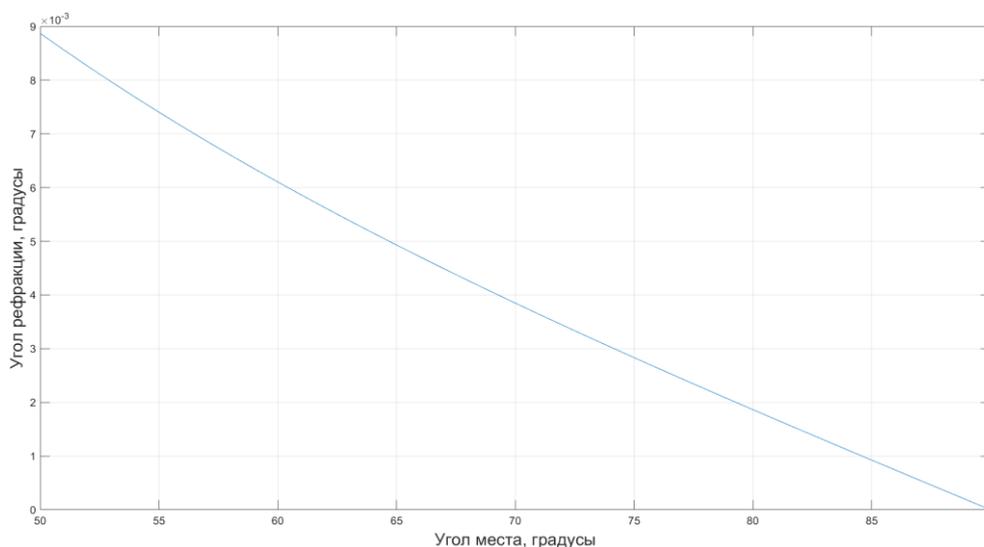


Рис. 4. Зависимость угла нормальной рефракции от угла места.

Из рисунка 4 видно, что значения углов рефракции остаются малыми для всех значений, которые могут принимать углы места.

Величина мощности сигнала P_{rx} , регистрируемой антенной спутника, вычисляется как:

$$P_{rx} = \frac{EIRP_{tx} \cdot G_{rx}}{FSPL_u \cdot L_{atm} \cdot L_{depoining}^{tx} \cdot L_{depoining}^{rx}} [Bm], \quad (4)$$

где $G_{rx} = \eta_{rx} \left(\frac{\pi D_{rx}}{\lambda_u} \right)^2$, $D_{rx} = 0.7$ м, η_{rx} – КПД антенны, L_{atm} – потери в атмосфере, рассчитанные в соответствии с рекомендациями международного союза электросвязи [9]. На рисунке 5 показана зависимость ослабления сигнала в атмосфере от угла места при различной интенсивности дождя.

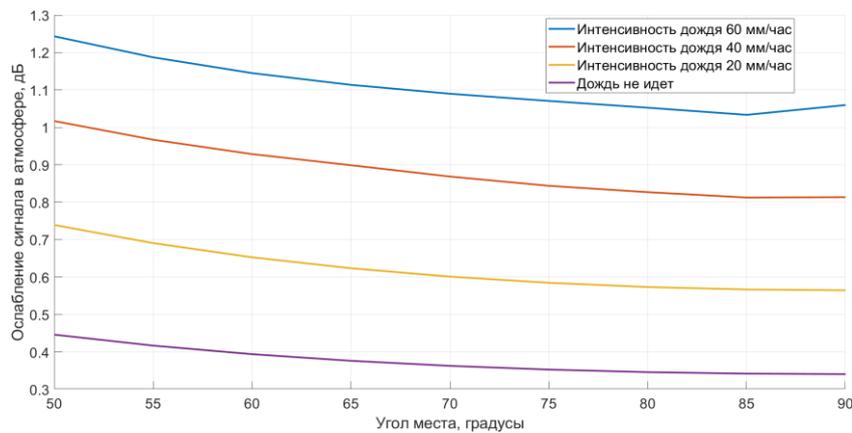


Рис. 5. Зависимость ослабления сигнала на частоте 14 ГГц в атмосфере от угла места.

В связи с использованием круговой поляризации вращение плоскости поляризации не оказывает влияния при прохождении сигнала через атмосферу.

Сигнал, зарегистрированный антенной КА, моделируется как:

$$s'(t_n + t_{delay}^i) = A_u \operatorname{Re} \left\{ [H * s(t_n)] e^{j2\pi f_{doppler}^{i,u} (t_n + t_{delay}^i)} \right\} = s'(t_m), \quad (5)$$

где $f_{doppler}^{i,u}$ – доплеровское смещение на линии «вверх» для i участка орбиты, $A_u = \sqrt{P_{rx} R_p}$ – амплитудный коэффициент, $R_p = 50$ Ом, t_{delay}^i – групповое время задержки распространения для i участка орбиты, $s(t_n)$ – излученный сигнал, H – ИХ фильтра Гильберта, $*$ – операция свертки, m – номер отсчета.

3. Моделирование преобразования сигнала в спутниковом транспондере

Вторая часть радиоканала моделирует преобразование сигнала транспондере бортового ретрансляционного комплекса по технологии прямой ретрансляции. Схема разработанной модели, реализующая упрощенное преобразование сигнала в спутниковом транспондере, показана на рисунке 6.

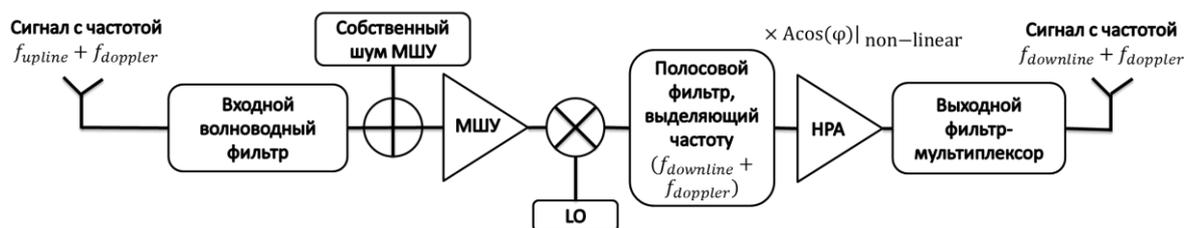


Рис. 6. Упрощенная схема преобразования сигнала в спутниковом транспондере.

Излучаемый сигнал со смещенной на величину доплеровского сдвига центральной частотой, групповым временем запаздывания равным задержке распространения и амплитудой, определяющейся бюджетом линии «вверх» регистрируется антенной КА. Входной полосовой волноводный фильтр выделяет полосу рабочих частот, отсекая внеполосные шумы. В разработанной модели канала этот фильтр программно реализуется как фильтр Баттерворда. Затем выполняется предусиление сигнала в малошумящем усилителе, мощность собственного шума которого в полосе $BW = 70$ равна:

$$P_{noise} = T_{LNA} \cdot k \cdot BW, \quad (6)$$

где T_{LNA} – шумовая температура МШУ, k – постоянная Больцмана. Белый гауссов шум, аддитивно накладывающийся на сигнал, имеет среднее $\mu = 0$ и стандартное отклонение $\sigma = \sqrt{P_{noise} R_p}$, где $R_p = 50$ Ом – сопротивление нагрузки в волноводном тракте.

Затем осуществляется однократное преобразование частоты сигнала для передачи в линии «вниз» путем гетеродинирования. Преобразование частоты позволяет обеспечить изоляцию нисходящей и восходящей линии. Далее в фильтре-мультиплексоре из общей полосы выделяется полоса заданного транспондера. Далее сигнал усиливается усилителем высокой

мощности (НРА). Предполагается, что НРА в транспондере БРК, в отличие от НРА наземного ЦСС, обладает существенной нелинейностью, т.к. к первому предъявляются более жесткие требования. Нелинейность амплитудной $A_{non-linear}(U)$ и фазовой $\varphi_{non-linear}(U)$ характеристик сигнала на выходе НРА реализуется при помощи модели Салеха в зависимости от напряжения на входе НРА:

$$A_{non-linear}(U) = \frac{\alpha_A U}{1 + \beta_A U^2}, \quad \varphi_{non-linear}(U) = \frac{\alpha_p U^2}{1 + \beta_p U^2}. \quad (7)$$

Значения коэффициентов $\alpha_A = 2.1322$, $\beta_A = 1.0746$, $\alpha_p = 1.7054$, $\beta_p = 1.5072$ соответствуют усилителю НРА Ku-диапазона [10]. На заключительном этапе сигнал пропускается через выходной фильтр-мультиплексор.

Таким образом, сигнал $s'(t_n + t_{delay}^i)$ после преобразования в транспондере БРК равен (8):

$$s''(t_m) = h_3 * \left\{ h_2 * \left\{ \left[(h_1 * s'(t_m) + n_{LNA}(t_m)) G_{LNA} L_1 \right] \cos(2\pi(f_u - f_d)t_m) \right\} L_2 G_{HPA}^{linear} A_m^{non-linear} \cos(\varphi_m^{non-linear}) \right\}, \quad (8)$$

где h_1 – импульсная характеристика входного полосового фильтра, отсекающего внеполосные шумы, h_2 – импульсная характеристика фильтра, выделяющего сигнал одного транспондера полосой 70 МГц, h_3 – импульсная характеристика выходного фильтра-мультиплексора, $n_{LNA}(t_m)$ – отсчеты теплового шума МШУ, $A_m^{non-linear}$ и $\varphi_m^{non-linear}$ – нелинейность усиления амплитуды и фазы в НРА, L_1 и L_2 – потери в оборудовании и при передаче по волноводным и коаксиальным соединениям. В формуле (8) отсутствует фазовый шум гетеродина, который, как правило, является незначительным в транспондере бортового ретрансляционного комплекса [11].

4. Моделирование линии «вниз»

В третьей части радиоканала моделируется нисходящий канал связи. Модель нисходящего канала аналогична восходящему каналу, за исключением характеристик распространения сигнала вблизи абонентского терминала, дополнительных потерь покрытия из-за местонахождения абонента вне центра луча покрытия и рабочей частоты. Более низкая частота сигнала приводит к меньшему затуханию при прохождении через атмосферу.

Точки прицеливания многолучевой полезной нагрузки, обеспечивающей покрытие зоны обслуживания, строго фиксированы. Таким образом, потери на покрытие принимают значения от 0 дБ в точке прицеливания до 3 дБ на краю луча.

В линии «вверх» на всем протяжении РУО обеспечивается режим прямой видимости без многолучевости за счет выгодного расположения центра спутниковой связи. В нисходящей линии локальная среда в непосредственной близости подвижного абонента становится причиной замираний сигнала различной глубины. Это усугубляется тем, что бюджет нисходящей линии ограничен энергетическим запасом мощности БРК. Поэтому для нисходящей линии бюджет канала связи должен корректироваться с учетом распространения сигнала в локальной среде абонента, которая оказывает сильное влияние на условия связи.

В связи с отсутствием релевантных данных измерений параметры распространения в локальной среде абонента получены методом трассировки лучей [12]. Для проверки применимости метода в Ku-диапазоне воспроизводятся условия доступных измерений, проведенных в этом диапазоне, с углом места 34° и антенной решеткой размерами $10 \text{ см} \cdot 10 \text{ см}$ [13,14]. Смоделированная аналогичная [13] антенная решетка состоит из массива $8 \cdot 8$ излучателей с косинусной ДН и работает на частоте 11 ГГц (рисунок 7). Амплитуды излучателей задаются спадающим к краям гауссовым распределением с $\sigma = 1.6$.

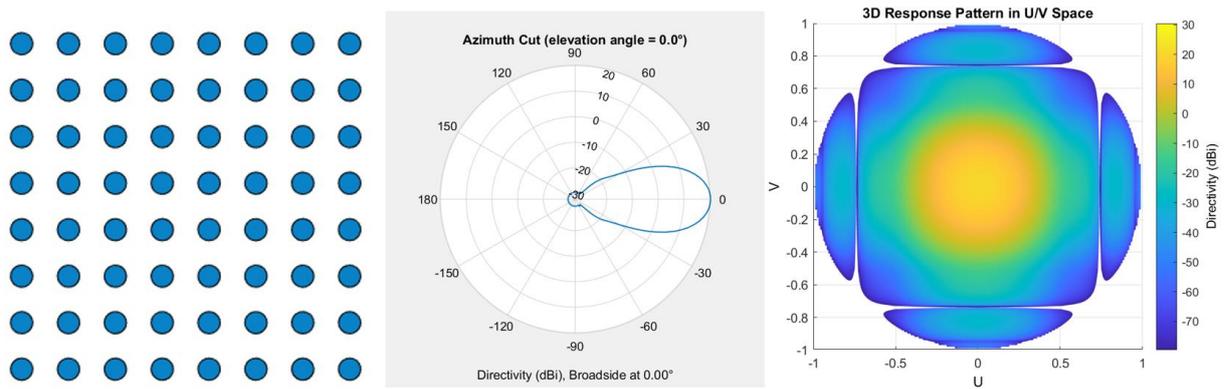


Рис. 7. Смоделированная антенная решетка (а) и ее ДН (б, в).

Для повторения условий эксперимента используются фрагменты 3D-модели застройки Мюнхена, в котором проводились измерения в [13]. Ниже представлены результаты модельного эксперимента (статистическое распределение амплитуд сигнала) по трассировке лучей и результаты [13] при наличии (LOS) и отсутствии (NLOS) прямой видимости при угле места равном 34 градуса.

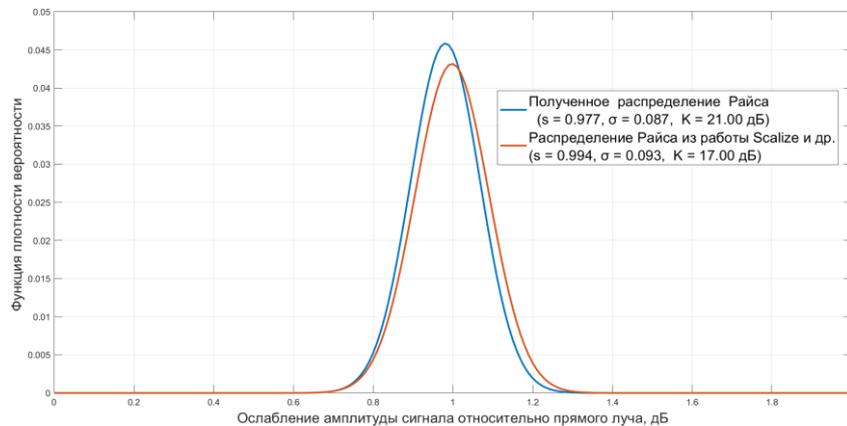


Рис. 8. Распределение амплитуд сигнала при наличии прямой видимости.

Мера согласованности двух распределений определяется расстоянием Хеллингера:

$$D_{Hell} = \sqrt{1/2 \left\{ \sum_i \left(\sqrt{pdf_{i,1}} - \sqrt{pdf_{i,2}} \right)^2 \right\}} = 0.093. \quad (9)$$

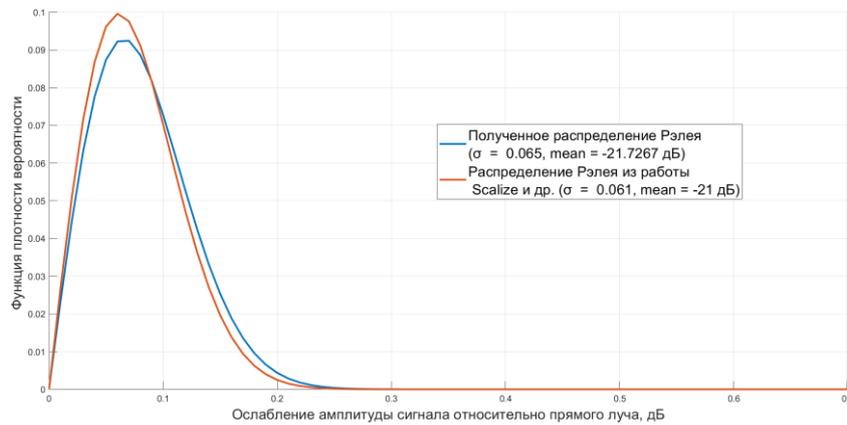


Рис. 9. Распределение амплитуд сигнала при отсутствии прямой видимости.

При отсутствии прямой видимости расстояние Хеллингера равно $D_{Hell} = 0.049$. Таким образом, полученные методом трассировки лучей результаты хорошо согласуются с экспериментальными данными [13], что подтверждает применимость метода в Ku-диапазоне. Проведенная верификация метода позволяет перейти к условиям, стоящим в данной работе.

Моделируется антенная решетка с диаметром рефлектора 0.5 м. Расстояние между элементами, имеющими косинусную ДН, сохраняется прежним. Амплитуды излучателей задаются спадающим к краям гауссовым распределением с $\sigma = 0.135$. Ширина ДН антенны составила 3.8° (рисунок 10).

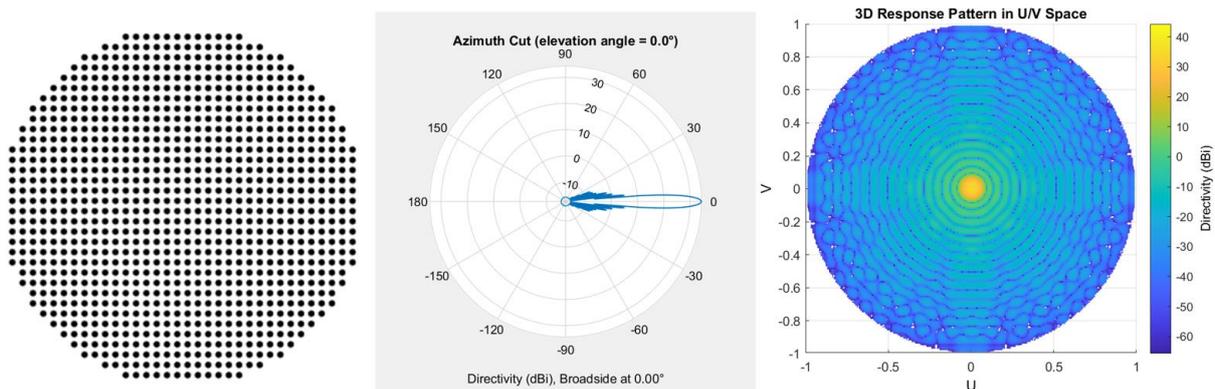


Рис. 10. Антенная решетка (а) и ее ДН (б, в).

Ниже приводятся результаты численного эксперимента. На рисунке 11 показана функция плотности вероятности распределения амплитуд для угла места 50° в городе.

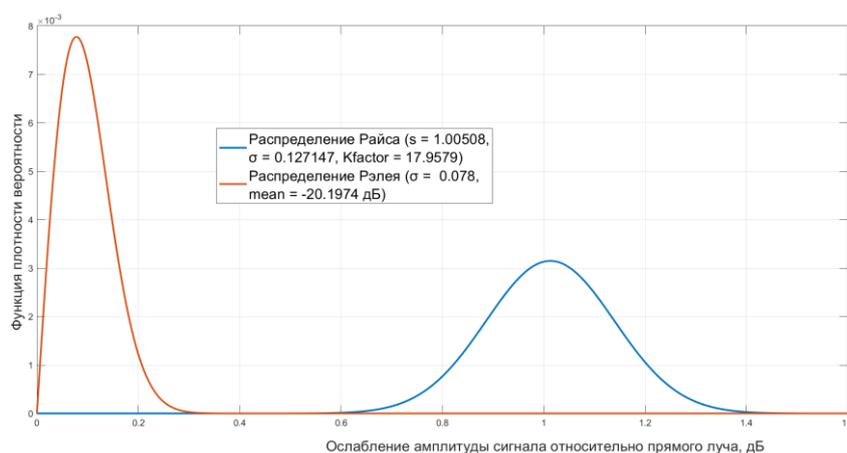


Рис. 11. Распределение амплитуд сигнала при наличии и отсутствии прямой видимости (угол места 50°) в городе.

Из рисунка 11 видно, что несмотря на использование антенны с более узкой характеристикой направленности и увеличение угла места с 34° до 50° разброс амплитуд принятого сигнала увеличился. Это объясняется снижением количества отраженных лучей, приходящих в точку приема с различными фазами. Ниже представлены параметры распределения амплитуд сигнала для различных углов места.

Таблица 2. Параметры распределения амплитуд сигнала в городе.

Угол места, °	LOS			NLOS	
	z	σ	K-factor	σ	Mean
50	1.00508	0.127147	17.9579	0.078	-20.1974
60	1.00607	0.116978	18.6905	0.067	-21.5223
70	0.993688	0.202974	13.7962	0.0828	-19.6804
80	0.995432	0.160234	15.8652	0.1182	-16.59

Для получения информации о текущем состоянии (LOS/NLOS) используется марковская цепь с 2-мя состояниями, соответствующими наличию или отсутствию прямой видимости между абонентом и КА. Она описывается матрицей вероятностей переходов между состояниями P, матрицей вероятности нахождения абонента в каждом состоянии W и длительностью кадра [15].

Элементы матрицы $P_{i,j}$ (индекс 1 соответствует состоянию LOS, 2 – NLOS) означают вероятность перехода в другое состояние / сохранение текущего состояния. Матрица вероятности W отражает общую долю времени нахождения

в каждом состоянии. Длительность кадра характеризует расстояние в метрах, на протяжении которого состояние сохраняется неизменным, и должна иметь логнормальное распределение [16].

Параметры марковской цепи извлечены из информации о наличии/отсутствии прямого сигнала для различных углов места и представлены в таблицах 3, 4.

Таблица 3. Матрицы P и W марковской цепи для города.

Угол места, °	Матрица P		Матрица W
50	0.9954	0.0046	0.9042
	0.0430	0.9570	0.0958
60	0.9966	0.0034	0.9417
	0.0545	0.9455	0.0583
70	0.9974	0.0026	0.9709
	0.0867	0.9133	0.0291
80	0.9984	0.0016	0.9910
	0.1752	0.8248	0.0090

Из таблицы 3 видно, что вероятность прямой видимости велика и с увеличением угла места возрастает.

Таблица 4. Параметры логнормального распределения длительности кадра в городе.

Угол места, °	LOS		NLOS	
	μ	σ	μ	σ
50	3.8024	1.5970	2.0187	1.1017
60	4.1399	1.5605	1.9047	0.8866
70	4.3519	1.6318	1.4202	0.8744
80	4.6392	1.8825	0.7435	0.7823

Из таблицы 4 видно, что длительность кадра с увеличением угла места возрастает при наличии прямой видимости снижается при ее отсутствии. На рисунке 12 показан пример временной серии марковской цепи для города при угле места 50° и скорости движения абонента равной 20 м/с.

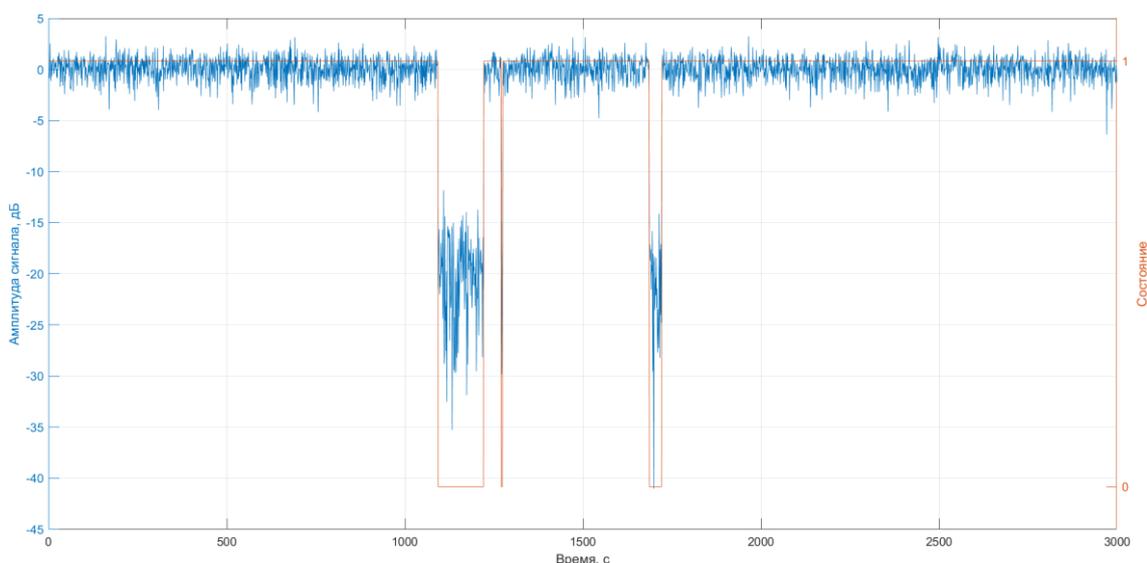


Рис. 12. Временная серия марковской цепи для города (угол места 50°).

Аналогичным образом получены параметры распространения сигнала в локальной среде абонента для пригорода.

Таблица 5. Параметры распределения амплитуд сигнала в пригороде.

Угол места, °	LOS			NLOS	
	z	σ	K-factor	σ	Mean
50	0.99974	0.105208	19.5568	0.0569	-22.9293
60	0.998008	0.164428	15.6632	0.0870	-19.2494
70	0.995213	0.186505	14.5445	0.0986	-18.1642
80	0.966166	0.329146	9.3533	0.1320	-15.6262

Таблица 6. Матрицы P и W марковской цепи для пригорода.

Угол места, °	Матрица P		Матрица W
50	0.9926	0.0074	0.8454
	0.0402	0.9598	0.1546
60	0.9942	0.0058	0.9096
	0.0579	0.9421	0.0904
70	0.9954	0.0046	0.9535
	0.0942	0.9058	0.0465
80	0.9967	0.0033	0.9863
	0.2350	0.7650	0.0137

Таблица 7. Параметры логнормального распределения длительности кадра в пригороде.

Угол места, °	LOS		NLOS	
	μ	σ	μ	σ
50	3.2781	1.4406	1.9391	1.1703
60	3.5090	1.4342	1.6046	1.1018
70	3.7309	1.4652	1.0928	1.0344
80	3.9295	1.6136	0.2819	0.8189

На рисунке 13 показан пример временной серии марковской цепи для пригорода при угле места 50° и скорости движения абонента равной 20 м/с.

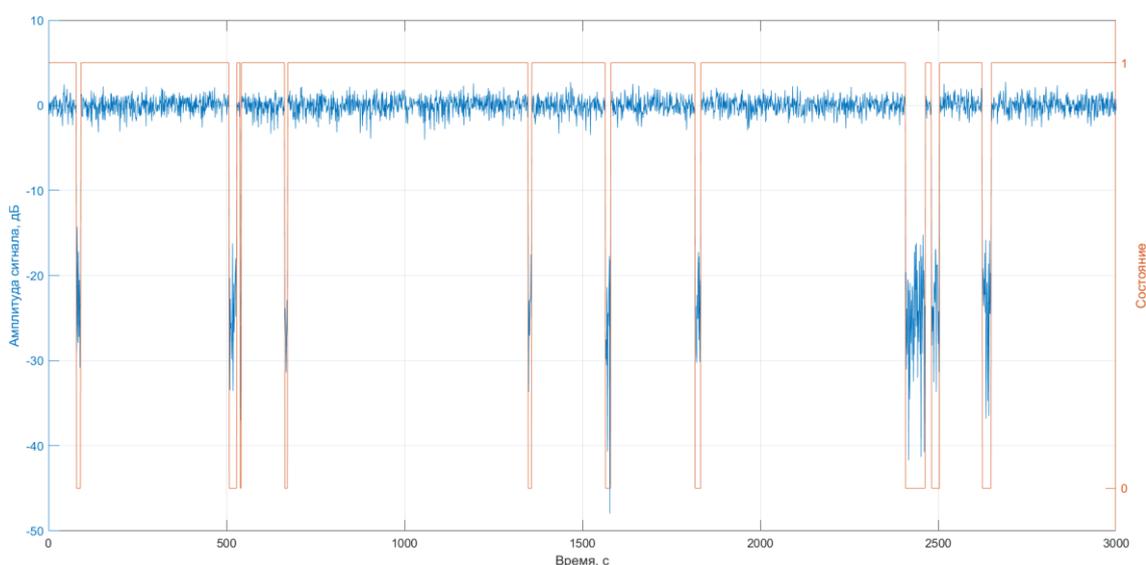


Рис. 13. Пример временной серии марковской цепи для пригорода.

Окончательно, сигнал, зарегистрированный антенной подвижного абонента, имеет вид:

$$r(t_m + t_{delay}^i) = A_d A_{LMS} \operatorname{Re} \left\{ [H * s''(t_m)] e^{j2\pi f_{doppler}^{i,d} (t_m + t_{delay}^i)} \right\} = r(t_k), \quad (10)$$

где A_d – бюджет линии «вниз» без учета распространения в локальной среде абонента, A_{LMS} – потери из-за отражений сигнала от препятствий поблизости абонента, $f_{doppler}^{i,d}$ – доплеровское смещение на линии «вниз» на i участке орбиты, H – ИХ фильтра, отсекающего колебание на разностной частоте, k – номер отсчета.

На рисунках 14, 15 показаны временные зависимости двусторонней задержки распространения сигнала и доплеровского смещения и их производных.

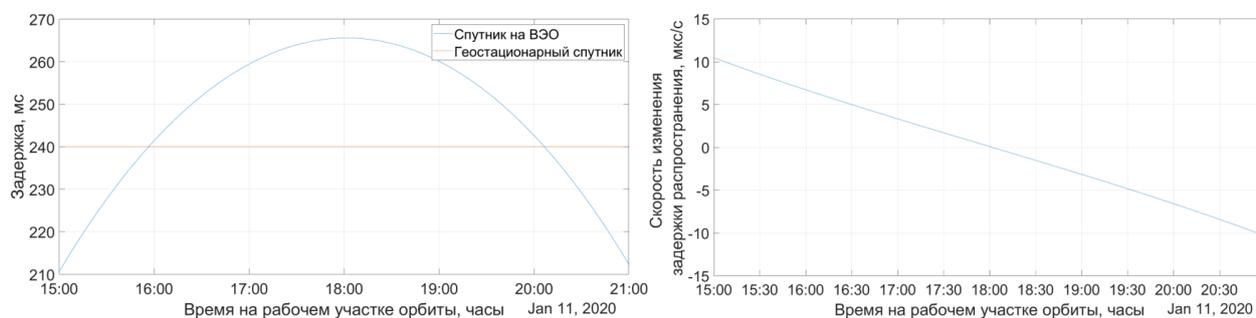


Рис. 14. Групповая задержка распространения сигнала (а) и скорость ее изменения (б).

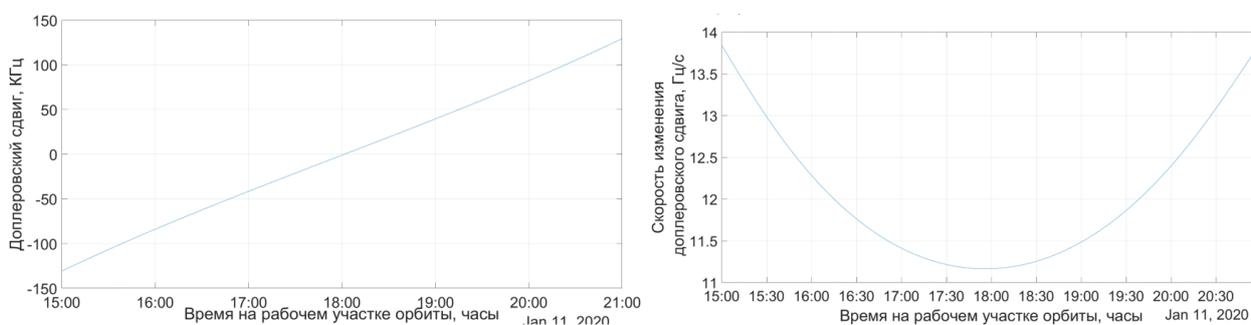


Рис. 15. Суммарное доплеровское смещение ($f_{doppler}^{max} = \pm 130$ КГц) частоты (а) и скорость его изменения (б).

Мгновенные значения доплеровского смещения и задержки распространения позволяют сформулировать требования к процедурам частотной и кадровой синхронизации в режиме обнаружения сигнала, т.е. при подключении абонента к сети, а производные этих величин – при работе в режиме слежения. Величина доплеровского смещения рассчитана суммарно для линии «вверх» при частоте 14 ГГц и «вниз» – при 11 ГГц.

5. Искажения сигнала в абонентском терминале

В заключительной, четвертой части модели канала моделируются различные искажения сигнала в абонентском приемнике. При обработке в приемнике сигнал дополнительно искажается по амплитуде тепловым шумом, в основном, в малошумящем усилителе, переносится на нулевую частоту,

приобретая фазовый шум; тактовая частота следования символов также претерпевает некоторое смещение. Добавление собственного шума $n(t_k)$ при усилении с коэффициентом G_{LNA} равносильно выражению:

$$r'(t_k) = (r(t_k) + n(t_k))G_{LNA}. \quad (11)$$

Мощность P_{noise} шума в полосе вычисляется как:

$$P_{noise} = T_{rx} \cdot k \cdot BW, \quad (12)$$

где T_{rx} – шумовая температура абонентского терминала.

Перенос сигнала на нулевую частоту, сопровождающийся наложением фазового шума гетеродина $\varphi(t_k)$ на спектральные составляющие сигнала, моделируется согласно выражению (13). При этом из вещественного сигнала $r'(t_n)$ выделяются синфазная и квадратурная составляющие.

$$r''(t_k) = (H * r'(t_k))e^{-j2\pi f_d t_k} e^{j\varphi_k}, \quad (13)$$

где H – ИХ фильтра Гильберта, необходимого для перехода к аналитическому представлению вещественного сигнала $r'(t_k)$.

Влияние фазового шума моделируется с использованием маски, определяющей спектральную плотность мощности фазового шума. В данной работе применяются маски, регламентированные стандартом DVB-S2X для сервисов VSAT, который рассматривается в качестве стандарта-кандидата для проектирования модемного оборудования прямого канала связи [11].

Таблица 8. Маски фазового шума, рекомендуемые в стандарте DVB-S2X [11].

Смещение частоты, Гц	100 Гц	1 КГц	10 КГц	100 КГц	1 МГц	10 МГц
Стандартная маска фазового шума, dBc/Hz	-32.93	-61.96	-78.73	-88.73	-94.83	-105.74
Критическая маска фазового шума, dBc/Hz	-27	-45	-65	-75	-89	-102

Смещение тактовой частоты реализуется посредством интерполяции сигнала сплайнами с обновленными значениями t'_k :

$$r'''_k = \text{interp}(r''_k, t'_k), \quad (14)$$

где отсчеты сигнала $r''_k = r''(t_k)$ без смещения тактовой частоты заменяются путем сплайн-интерполяции на новые отсчеты $t'_k = t_k(1 + \varepsilon)$, соответствующие смещению стробирующего сигнала приемника на относительную величину ε . Дальнейшая обработка квадратурных составляющих сигнала r'''_k осуществляется алгоритмами приемника.

Заключение

В данной работе предложена численная модель прямого спутникового радиоканала для системы на ВЭО «Экспресс-РВ», работающая в режиме «точка-точка» для подвижного абонента. Разработана программная реализация модели радиоканала с использованием языка программирования MatLab.

Модель учитывает затухание в атмосфере, рефракцию, потери наведения антенн, распространение в локальной среде подвижного абонента и нелинейности усиления сигнала в усилителе высокой мощности. Представлено аналитическое описание искажений, вносимых на каждом этапе моделирования радиоканала.

Полученные результаты моделирования позволяют сформулировать требования к системам временной и частотной синхронизации в приемнике. Расчет энергетического бюджета радиолинии позволяет уточнить параметры полезной нагрузки КА.

Дальнейшим направлением исследований является апробация алгоритмов ЦОС и стандартов связи с использованием разработанной модели.

Литература

1. NTN & Satellite in Rel-17 & 18 // Jul 01,2022 – [электронный ресурс]. – URL: <https://www.3gpp.org/news-events/partner-news/ntn-rel17> (дата обращения 28.01.2024).

2. Производство спутников в России – [электронный ресурс]. – URL: https://www.tadviser.ru/index.php/Статья:Производство_спутников_в_России (дата обращения 09.03.2024).
3. Сфера. Космическая программа многоспутниковых систем – [электронный ресурс]. – URL: https://www.tadviser.ru/index.php/Продукт:Сфера_Космическая_программа_многоспутниковых_систем# (дата обращения 09.03.2024).
4. Сомов А.М., Корнев С.Ф. Спутниковые системы связи. – 2012.
5. Локшин Б. " Экспресс-РВ"-перспективная система связи со спутниками на высокоэллиптических орбитах //Технологии и средства связи. – 2018. – №. S1. – С. 62-71.
6. Крылов А., Локшин Б. А. О спутниковом вещании с высокоэллиптических орбит //Broadcasting. Телевидение и радиовещание. – 2009. – №. 2. – С. 26-29.
7. Maral G., Bousquet M., Sun Z. Satellite communications systems: systems, techniques and technology. – John Wiley & Sons, 2020.
8. Локшин Б., Орлов Ю. Возможности предоставления новых услуг спутниковой связи на территории РФ, включая Арктическую зону //Технологии и средства связи. – 2017. – №. 6. – С. 66-70.
9. Recommendation ITU-R P.618-13. (12/2017). [Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems].
10. J. S. Galaz, A. P. del Pino, and P. Martin, "High Order RF Filters for Communications Satellite Systems," Toulouse, France, Mar. 2015.
11. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: S2-Extensions (DVB-S2X). DVB Document A083-2. October 2019.
12. Berbineau M. et al. Satellite channel modelling using a Ray-tracing Tool for train communication //2006 6th International Conference on ITS Telecommunications. – IEEE, 2006. – С. 452-456. <https://doi.org/10.1109/ITST.2006.288940>

13. Scalise S. et al. Measurement campaign for the land mobile satellite channel in Ku-band //Proceedings EMPS 2002. – 2002. – С. 87-94. <https://elib.dlr.de/7116/>
14. Scalise S., Ernst H., Harles G. Measurement and modeling of the land mobile satellite channel at Ku-band //IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2008. – Т. 57. – №. 2. – С. 693-703. <https://doi.org/10.1109/TVT.2007.906338>
15. Tropea M., De Rango F. A comprehensive review of channel modeling for land mobile satellite communications //Electronics. – 2022. – Т. 11. – №. 5. – С. 820. <https://doi.org/10.3390/electronics11050820>
16. Recommendation I. Propagation data required for the design of earth-space land mobile telecommunication systems //International Telecommunication Union. – 2009. – С. 681-686.

Для цитирования:

Жаринов В.Ф., Пономарев О.Г. Разработка численной модели радиоканала спутниковой системы на высокоэллиптической орбите «Экспресс-РВ». // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.6.1>