

Научная статья

УДК 621.396

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-48-56



Структура телеметрической радиолинии с расширением спектра для низкоорбитального малого космического аппарата

Дмитрий Александрович Караваев ✉, karavaev.da@sut.ru

Евгений Иванович Глушанков, glushankov.ei@sut.ru

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Аннотация: В работе рассматривается вопрос создания телеметрической радиолинии для малых космических аппаратов, в частности формата CubeSat. Существенным ограничением аппаратов данного формата являются габариты антенных элементов и мощность передающей аппаратуры, что приводит к низкой энергодоступности сигнала на наземном приемном пункте. Предложена структура информационного кадра физического уровня радиолинии, построенного на основе сигнально-кодовой конструкции с прямым расширением спектра, что позволяет добиться усиления сигнала для достижения необходимого уровня помехозащищенности. Реализация усиления подобным образом позволяет осуществлять адаптивное управление пропускной способностью канала в зависимости от изменения отношения сигнал-шум при изменении дальности от аппарата до пункта приема. С учетом предложенной структуры информационного кадра проведен анализ объема получаемой телеметрической информации в течение сеанса связи в зависимости от максимального угла места наблюдения аппарата. Также предложен вариант структуры взаимодействия узлов системы связи на канальном уровне.

Ключевые слова: спутниковая радиолиния, метод расширения спектра прямой последовательностью, низкоорбитальный космический аппарат, адаптивное управление пропускной способностью

Ссылка для цитирования: Караваев Д.А., Глушанков Е.И. Структура телеметрической радиолинии с расширением спектра для низкоорбитального малого космического аппарата // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 48–56. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-48-56. EDN:FAKNHQ

Structure of Spread Spectrum Telemetry Radio Link for LEO Small Satellite

Дmitriy Karavaev ✉, karavaev.da@sut.ru

Evgeny Glushankov, glushankov.ei@sut.ru

The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications, St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Abstract: The paper considers the design of telemetry radio link for low Earth orbit (LEO) satellites, particularly based on CubeSat format. A significant limitation of such spacecrafts are the available dimensions for antennas and the transmitting power, which leads to low energy level at the ground receiving point of transmitted signal. The article presents the physical level structure for data frame based on direct sequence spread spectrum technique, which allows for additional signal gain to achieve the required level of link performance. Using such principle also make possible to implement adaptive data rate control depending on dynamics in signal-to-noise ratio when the distance from the satellite to the ground point changes. For proposed data frame structure, an analysis of received information size during a communication session was carried out, which is parameterized on the maximum observable elevation angle of the satellite. The issue of datalink layer interaction between devices is also considered.

Keywords: satellite radio link, direct sequence spread spectrum, low Earth orbit satellite, adaptive data rate

For citation: Karavaev D., Glushankov E. Structure of Spread Spectrum Telemetry Radio Link for LEO Small Satellite. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):48–56. (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-48-56. EDN:FAKNHQ

Введение

В настоящее время для проведения исследовательских и коммерческих космических миссий широкое применение получили малые космические аппараты (КА) формата CubeSat. Основная причина данного явления состоит в относительно низких требованиях к финансированию, что, в свою очередь, обеспечивает [1]:

1) возможность массового выведения на орбиту КА в качестве попутной нагрузки ракетой-носителем по причине сверхмалых стандартизированных габаритов;

2) развертывание аппаратов преимущественно на орбитах с низкими высотами (от 200 до 1000 км), что позволяет использовать для организации радиолиний неспециализированные радиоэлектронные компоненты.

Отмеченная стандартизация КА формата CubeSat выражается в применении базового массогабаритного блока – одного юнита (1U), который представляет из себя куб с гранью 10 см и массой не более 1,3 кг. Возможными конфигурациями КА формата CubeSat являются: 1U, 3U, 6U и 12U.

Немаловажным следствием малых габаритов КА является ограниченная площадь солнечных панелей, обеспечивающих приток электроэнергии, из чего вытекают значительные ограничения на энергопотребление бортовых систем.

Одной из основных бортовых систем является телеметрическая радиолиния (ТРЛ), предназначенная для передачи на наземный приемный пункт (НПП) целевой информации, агрегированной с аппаратуры КА.

Цель настоящей работы состоит в проектировании физического уровня цифровой ТРЛ, обладающей следующими особенностями: низкими требованиями к энергопотреблению, малыми габаритами приемопередающих устройств и высоким показателем помехоустойчивости относительно искажающих эффектов, возникающих в трассе распространения радиосигнала. При этом для контроля целостности принимаемой информации от КА разрабатываемая линия должна обеспечивать работу в дуплексном режиме, что позволит реализовать механизм квитирования информационных пакетов в реальном времени.

Процесс разработки физического уровня ТРЛ состоял из нескольких этапов.

Этап 1. Выбор частотного диапазона для оперирования с учетом эффектов, возникающих в трассе распространения радиосигнала.

Этап 2. Расчет бюджета радиоканала и выбор сигнально-кодовой конструкции (СКК), позволяющей достичь необходимого уровня помехозащищенности.

Этап 3. Формирование представления информационного кадра на физическом уровне.

Этап 4. Описание возможного взаимодействия устройств на канальном уровне обмена информацией.

В спутниковых радиолиниях, помимо бортовой части, определяющее значение имеет наземный сегмент. Предполагается, что на НПП имеется информация о баллистических параметрах движения КА в объеме, достаточном для наведения антенны с относительно узкой диаграммой направленности. Степень узости основного луча антенны ограничивается максимальным доступным диаметром, равным 0,5 м, что существенно снижает требование к точности наведения и сложности поворотного устройства, дополнительно обеспечивая возможность развертывания НПП в мобильных условиях.

Анализ радиочастотных диапазонов

Юридическим требованием к разрабатываемой ТРЛ является функционирование последней в нелицензированном диапазоне частот. Перечень доступных диапазонов для организации систем любительской спутниковой радиосвязи определен решением государственной комиссии по радиочастотам (ГРКЧ) № 10-07-01 от 15 июля 2010 г.

Для рассматриваемой задачи из данного перечня были выбраны два диапазона с максимальными по ширине полосами передачи, что потенциально обеспечит максимальную пропускную способность разрабатываемой ТРЛ: 5,65–5,67 ГГц для линии вверх совместно с 5,83–5,85 ГГц для линии вниз (C-диапазон) и для двунаправленной линии 10,45–10,5 ГГц (X-диапазон). Более высокие диапазоны частот, обладающие более широкими полосами передачи, были исключены из рассмотрения в силу необходимости использования специализированной элементной базы.

Доступный диапазон 2,4–2,45 ГГц также не рассматривается в силу своей загруженности [2] наружными средствами связи (Wi-Fi, Bluetooth и т. д.) и содейству с рабочим диапазоном базовых станций стандарта LTE. Это может приводить к потере чувствительности приемного тракта в случае попадания данных относительно мощных источников радиоизлучения в основной луч антенны НПП в процессе ее слежения за КА на низких углах места.

В свою очередь, выбор частотного диапазона оказывает значительное влияние на количественные характеристики эффектов распространения в трассе Земля–космос.

Стоит отметить, что частоты 5,83–5,85 ГГц для линии вниз (С-диапазон) пересекаются с частотными каналами 165 и 167 Wi-Fi, доступными на территории Российской Федерации. Однако, согласно приложению к решению ГРКЧ № 21-58-05 от 16 июня 2021 г., использование данного подмножества частот для персональных средств передачи данных доступно только внутри помещений, что существенно снижает возможность помехового воздействия.

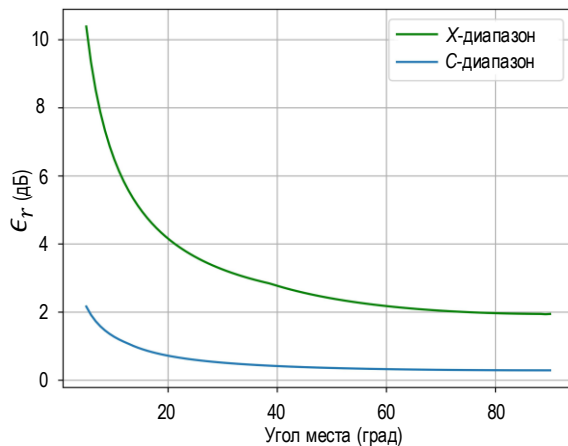


Рис. 1. Затухание сигнала в следствии атмосферных осадков в зависимости от угла места наблюдения КА

Fig. 1. Rain Attenuation Relative to Elevation Angle of Satellite Observation

Источником существенного дополнительного затухания сигнала в рассматриваемых диапазонах частот могут выступать атмосферные осадки, в особенности для частот передачи выше 10 ГГц [3]. Количественную оценку для статистически худшего случая таких затуханий можно произвести на основе методики Международного союза электросвязи Р. 618-13 [4].

На рисунке 1 отображены полученные зависимости аттенюации ϵ_r сигнала для рассматриваемых диапазонов частот в зависимости от угла места наблюдения КА наземным пунктом для случаев, укладывающихся в 95 % перцентиль интенсивности дождя для города Санкт-Петербурга [4]. Из представленных данных можно сделать вывод о существенном преимуществе линии С-диапазона при эксплуатации ТРЛ в сложных метеоусловиях.

В рассматриваемом случае низкоорбитального КА возникает существенное по величине доплеровское смещение частоты, вызванное высокой скоростью движения последнего относительно земной поверхности по орбите, которую с учетом вращения Земли можно приблизительно определить по формуле:

$$v_o \approx \sqrt{\frac{GM}{r_h}} - r_h \omega_E \cos i,$$

где $r_h = r_E + h_o$; i – наклонение орбиты; G – универсальная гравитационная постоянная; r_E , M и ω_E – радиус, масса и угловая скорость вращения Земли, соответственно. В данном случае предполагается, что КА находится на орбите высотой $h_o = 500$ км и наклонением $i = 60^\circ$.

Для сеанса наблюдения КА длительности T радиальную компоненту скорости $v_r(t)$ относительно НПП можно с высокой точностью аппроксимировать функцией, зависящей от высоты орбиты h_o и максимального наблюдаемого угла места θ_m следующим образом [5]:

$$v_r(t) = - \frac{\alpha(\theta_m) r_E \sin(\psi(t) - \psi(t_m)) v_o}{\sqrt{r_E^2 + r_h^2 - 2\alpha r_E r_h \cos(\psi(t) - \psi(t_m))}},$$

где $\psi(t)$ – угловое положение КА по орбите; t_m – момент времени наблюдения КА с θ_m и

$$\alpha(\theta_m) = \cos\left(\cos^{-1}\left(\frac{r_E}{r_h} \cos \theta_m\right) - \theta_m\right).$$

Таким образом, доплеровское смещение частоты можно задать в виде:

$$F_d(t) = F_c \frac{v_r(t)}{c},$$

где F_c – несущая частота (Гц); c – скорость света (м/с).

Важно отметить, что T можно аналогично определить относительно θ_m с помощью выражения [5]:

$$T(\theta_m) = 2T_2(\theta_m) \approx \frac{2r_h}{v_o} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\alpha(\theta_m)} \frac{r_E}{r_h}\right).$$

Для удобства сопоставления сеансов разной длительности положим $t_m = 0$ (момент зенита), тогда интервал наблюдения:

$$t \in I(\theta_m) = [-T_2(\theta_m), T_2(\theta_m)].$$

Примеры рассчитанной динамики доплеровского смещения для экстремальных случаев, достигаемых при $\theta_m = 90^\circ$ и $\theta_m = 5^\circ$, в интересующих диапазонах частот изображены на рисунке 2. Доплеровское смещение напрямую не влияет на энергетическую доступность радиолинии при его должной компенсации на этапах первичной обработки сигналов. При наблюдении КА на низких углах места в условиях с множественными отражающими объектами вокруг НПП возникает эффект многолучевого распространения, что приводит к замираниям в принимаемом сигнале. Как показывают экспериментальные данные для рассматриваемых частотных диапазонов, выбранные полосы обладают достаточной шириной, чтобы замирания в городской среде носили частотно-селективный (широкополосный) характер [6, 7].

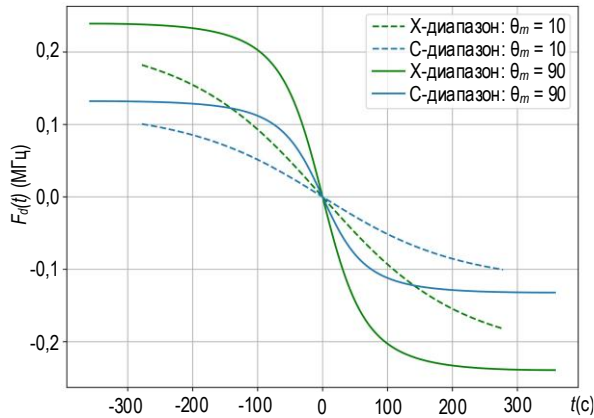


Рис. 2. Динамика доплеровского смещения в зависимости от максимального места в течении сеанса наблюдения КА для интересующих диапазонов частот

Fig. 2. Doppler Shift Dynamics Depending on Maximum Elevation Angle during Satellite Observation Period for Target Carrier Frequencies

Из-за относительно малых габаритов приемная антенна НПП не будет обладать достаточно узким лучом, позволяющим произвести пространственную селекцию отраженных копий сигнала. Таким образом, приемное устройство на НПП при эксплуатации в подобных условиях должно будет производить процедуру оценки и компенсации данных искажений.

В итоге, в качестве частотного диапазона оперирования ТРЛ обоснован выбрать С-диапазон в силу большей резистентности к метеоусловиям и количественно менее выраженному эффекту доплеровского смещения.

Бюджет радиолинии

Основной характеристикой, определяющей доступную скорость передачи при заданном уровне помехозащищенности, является отношения сигнал-шум (ОСШ), которое в логарифмической форме определяется как:

$$\gamma = P_r - N_o,$$

где P_r – мощность, поступающая на вход приемного устройства; N_o – уровень шума в нем, который рассчитывается по выражению:

$$N_o = N_f + 10 \log_{10}(kT^\circ W),$$

где N_f – коэффициент шума тракта (дБ); k – постоянная Больцмана (Дж/Кл); W – полоса передачи (Гц), которая в данном случае составляет 20 (МГц); T° – температура устройства (Кл). Далее будем полагать $N_f = 5$ (дБ) для приемных трактов на КА и НПП.

Расчет P_r будем осуществлять на основе уравнения Фрииса, которое в логарифмической форме имеет вид:

$$P_r = G_r + G_t + P_t + 20 \log_{10} \left(\frac{c}{4\pi F_c D} \right) - \epsilon_a,$$

где G_r – коэффициент усиления приемной антенны (дБ); G_t – коэффициент усиления передающей антенны (дБ); P_t – мощность передатчика (дБВт); D – расстояние между передающим и приемным устройством (м); $\epsilon_a = 3$ (дБ) – атмосферные потери для С-диапазона в худшем случае (рисунок 1) [3].

В качестве антенны-прототипа для КА была выбрана патч-антенна [8], которая оптимально удовлетворяет габаритным требованиям формата CubeSat и обеспечивает коэффициенты усиления G_r и G_t , равными 9,4 дБ. Типовым решением для НПП является параболическая антенна, значения G_r и G_t , для которой можно получить, согласно известной формуле:

$$G_r = G_t = 20 \log_{10} \left(\frac{\pi d F_c}{c} \right) + 10 \log_{10} e_A,$$

где $e_A = 0,7$ – коэффициент эффективности апертуры; $d = 0,5$ м – диаметр зеркала.

На КА и НПП предполагается использовать усилители мощности номиналом $P_t = 0$ дБВт, что будет создавать умеренную нагрузку на бортовую систему электропитания.

Производя расчет согласно указанным формулам и представленным характеристикам для максимального значения дальности при КА, находящемся на горизонте:

$$D_H = r_h \sin \left(\cos^{-1} \left(\frac{r_E}{r_h} \right) \right),$$

получим значения ОСШ $\gamma(D_H) = -17,3$, что указывает на необходимость дополнительного усиления сигнала.

При этом для высоких значений максимального угла наблюдения θ_m наклонная дальность $D(t)$, выражаемая как:

$$D(t) = D_H + \int_{-T_2}^t v_r(\tau) d\tau,$$

существенно изменяется в течение сеанса, что приводит к соответствующим изменениям в ОСШ:

$$\gamma(t) = \gamma(D_H) + G_D(t),$$

$$G_D(t) = -20 \log_{10} \left(\frac{D(t)}{D_H} \right),$$

где величина $G_D(t)$ имеет смысл усиления сигнала вследствие изменения $D(t)$ относительно ее максимума на горизонте. График $G_D(t)$ при различных θ_m представлен на рисунке 3, изображенный на интервале $[-T_2(\theta_m), 0]$ в силу симметричности $D(t)$ относительно зенита. Интенсивностью цвета отмечены интервалы I_k с изменением уровня на 3 дБ.

Таким образом, выбираемый механизм усиления сигнала должен обеспечивать возможность реализации адаптивного регулирования усиления в зависимости от наклонной дальности.

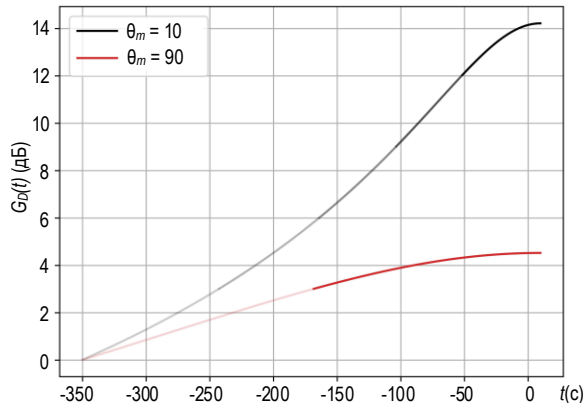


Рис. 3. График усиления сигнала относительно изменения наклонной дальности при $\theta_m = 10^\circ$ и 90°

Fig. 3. Signal Gain Plot According to Change in Slant Range for $\theta_m = 10^\circ$ and 90°

Сигнально-кодовая конструкция

Требуемое усиление можно обеспечить за счет использования метода расширения спектра прямой последовательностью (DSSS, аббр. от англ. Direct Sequence Spread Spectrum), в основе которого лежит модулирование информационных символов псевдослучайной последовательностью (ПСП), обладающей хорошими корреляционными свойствами.

В таком случае в качестве метода модуляции цифровых данных выберем четырехпозиционную фазовую манипуляцию (ФМ-4), что обеспечивает простоту процедуры демодуляции, которая сводится к согласованной фильтрации входного потока отсчетов с сигнала с расширенным спектром и ПСП, использованной при расширении [9].

При этом именно за счет процедуры согласованной фильтрации удастся достичь усиления в ОСШ информационного символа, равного:

$$G_c = 10 \log_{10}(WT_s), \quad (1)$$

где T_s – длительность ПСП (символа).

Следовательно, варьируя $T_s(t)$ в течение сеанса, можно реализовать необходимый механизм адаптивного регулирования усиления:

$$\gamma_s(t) = \gamma(D_H) + G_D(t) + G_c(t),$$

что при поддержании необходимого уровня ОСШ в потоке символов позволит изменять пропускную способность канала.

Изменения T_s удобно производить с шагом в 2 раза в силу форм дискретных длительностей M_s большинства семейств ПСП:

$$T_s = \frac{M_s}{W}, M_s = 2^b - 1. \quad (2)$$

Таким образом, сеанс связи разделим на временные интервалы $I_k = [t_k, t_{k+1}]$ (см. рисунок 3), каждый из которых относительно соседних имеет

$G_D(t)$ отличное на 3 дБ (в 2 раза), что можно сбалансировать изменениями M_s , соответственно увеличивая или уменьшая скорость передачи данных.

Максимальное значение $M_s = 255$ определяется при дальности D_H с учетом $\gamma_s(t) = 6$ дБ. Данное значение ОСШ было выбрано, исходя из того факта, что большинство современных методов помехоустойчивого кодирования позволяет при таком значении обеспечить крайне низкую вероятность битовой ошибки (BER, аббр. от англ. Bit Error Rate). В данной работе минимально допустимое значение $BER = 10^{-7}$, что соответствует квазибезошибочному приему [10].

В качестве конкретного типа кода предлагается использовать блочный код с малой плотностью проверки на четность (LDPC, аббр. от англ. Low-Density Parity Check) с размером блока $B = 1944$ и скоростью кодирования $1/2$, применяемый в стандарте связи IEEE 802.11n/ac [11]. Узнанный код позволяет достичь требуемой BER с запасом 2 дБ относительно $\gamma_s(t) = 6$ дБ, что можно увидеть на рисунке 4.

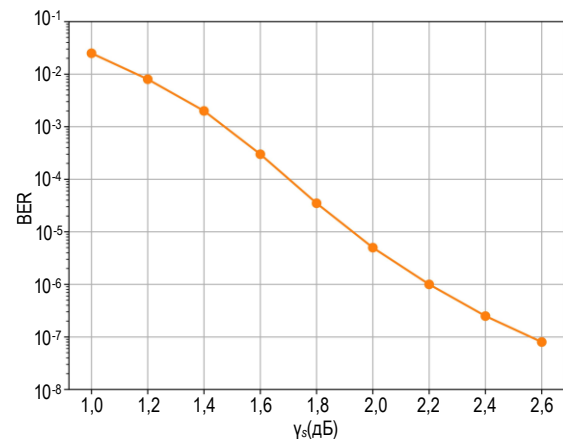


Рис. 4. Вероятность битовой ошибки для LDPC-кода (1944, 972), согласно [11]

Fig. 4. Bit Error Rate for LDPC (1944, 972) according to [11]

В итоге для выбранной СКК физическая длительность блока T_B составит:

$$T_B = \frac{B}{2} T_s.$$

Обнаружение и синхронизация

С целью установления факта присутствия информационного пакета (кадра) в канале введем синхронизирующую последовательность (преамбулу), передаваемую до блока информационных символов. В качестве такой последовательности будем использовать ПСП, так как благодаря ее корреляционным свойствам можно произвести оценку частотно-временного рассогласования и параметров широкополосных замираний.

Длительность преамбулы T_p определим, исходя из требования к вероятности обнаружения кадра

$P_D \approx 1$ при фиксированной вероятности ложной тревоги P_{fa} . Согласно [12], P_D для порогового обнаружения по уровню выхода согласованного фильтра (СФ) определяется как:

$$P_D = Q\left(\sqrt{2 * 10^{\gamma_p/10}}, \sqrt{-2 \ln P_{fa}}\right),$$

$$\gamma_p = \gamma + 10 \log_{10}(WT_p),$$

где $Q(x, y)$ – Q -функция Маркума; γ_p – ОСШ с учетом корреляционной обработки (1); выражение для γ_p удобно переписать относительно γ_s :

$$\gamma_p = \gamma_s + 10 \log_{10}(C_p),$$

таким образом определяя $T_p = C_p T_s$.

Так как длительности ПСП имеют вид (2), то с учетом незначительности получаемой погрешности, можно считать, что $C_p = 2^{q_p}$ для целого числа q_p .

Задаваясь порогом $P_{fa} = 10^{-6}$, можно положить $C_p = 32$ (следует из графика P_D , рисунок 5), так как при таком значении $\gamma_p \approx 21$ дБ с учетом $\gamma_s = 6$ дБ.

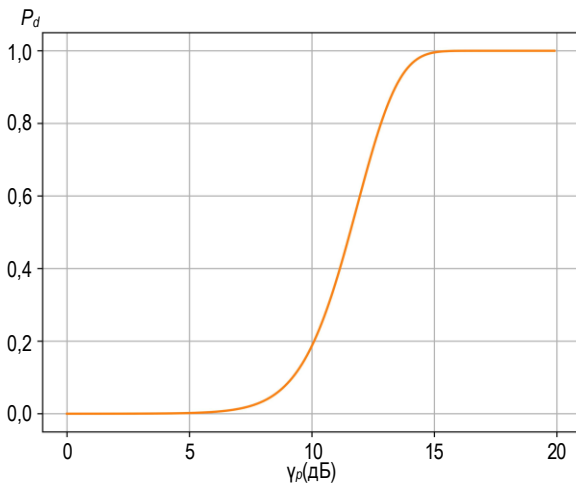


Рис. 5. Вероятность обнаружения преамбулы при вероятности ложной тревоги $P_{fa} = 10^{-6}$

Fig. 5. Probability of Preamble Detection with False Alarm Probability $P_{fa} = 10^{-6}$

Помимо вероятности обнаружения кадра, длина преамбулы T_p оказывает влияние на точность оценки частотного рассогласования. В силу большого значения ОСШ на выходе СФ для оценки получаемой точности синхронизации воспользуемся границей Крамера – Рао среднеквадратического отклонения соответствующей величины [13]:

$$\sigma_F \approx \frac{1}{1,8 \times T_p \sqrt{10^{\gamma_p/10}}} = \frac{1}{T_p} \zeta(\gamma_p).$$

Ошибка в частотной синхронизации приводит к набегу фазы ϕ_e в течение длительности блока, выразить значение которой (в среднеквадратическом смысле) к концу блока можно как:

$$\Delta\phi_e = 2\pi\sigma_F T_B = \zeta(\gamma_p) \frac{\pi B}{C_p},$$

которая для определенных выше значений составит $\Delta\phi_e \approx 9,24\pi$, что существенно больше фазового расстояния между символами созвездия ФМ-4: $\Delta\phi_s = \pi/2$. Таким образом, возникает необходимость в дополнительной оценке и компенсации набега фазы в масштабе времени меньшем T_B , что можно реализовать путем включения пилотных последовательностей в структуру кадра. Альтернативный подход, основанный на методе фазовой автоподстройки частоты, в рассматриваемом случае не приведет к удовлетворительному результату в силу относительно низкого ОСШ для символа γ_s [14].

Шаг расположения пилотных последовательностей L получим, исходя из следующего выражения:

$$\Delta\phi_e = 2\pi\sigma_F L T_s = 2\pi\zeta(\gamma_p) \frac{L}{C_p} < \frac{\Delta\phi_s}{2} = \frac{\pi}{4}, \quad (3)$$

которое геометрически интерпретируется, как недопущение набега фазы за время $L T_s$ большего, чем граница строгого решения для ФМ-4 (рисунок 6). Максимальное значение L , удовлетворяющее (3), составляет $L = 25$.

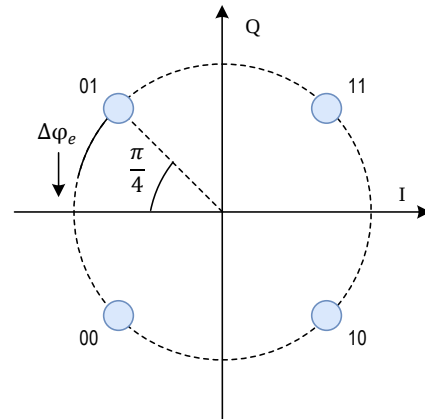


Рис. 6. Диаграмма созвездия ФМ-4 с иллюстрацией условия на дальность расположения пилотных последовательностей

Fig. 6. QPSK Constellation with Illustration of Condition for Placement of Pilot Symbols

Длительность пилотной последовательности аналогично длительности преамбулы T_p удобно определить относительно T_s как $T_l = C_l T_s$, $C_l = 2^{q_l}$. Значение $C_l = 8$, так как ОСШ на выходе СФ для пилотной последовательности $\gamma_l = 15$ дБ, что обеспечит необходимую точность оценки скорости набега фазы за интервал $L T_s$ [15].

Полученная в результате данного исследования структура кадра на физическом уровне представлена на рисунке 7. Общая длительность кадра таким образом составляет:

$$T_f = \left(C_p + C_l \left\lfloor \frac{B}{2L} \right\rfloor + \frac{B}{2}\right) T_s = 1308 \times T_s. \quad (4)$$

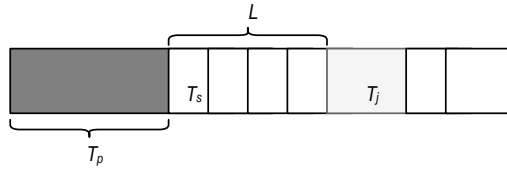


Рис. 7. Структура информационного кадра на физическом уровне

Fig. 6. Suggested Data Frame Structure at Physical Level

В целях оценки вероятности ошибочного приема кадра (FER, аббр. от англ. Frame Error Rate) было произведено статистическое моделирование процедуры декодирования кадров, подверженных аддитивному белому гауссовскому шуму и неточности при определении частотного рассогласования. Численная оценка FER представлена на рисунке 8.

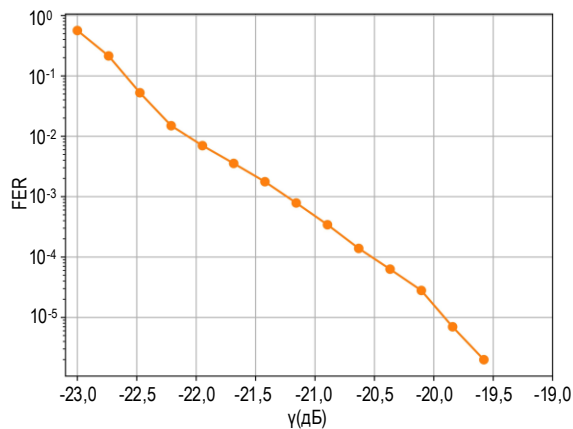


Рис. 8. Вероятность ошибочного приема кадра относительно ОСШ на входе приемного устройства

Fig. 8. Frame Error Rate Relative to SNR on Receiver's Input

Пропускная способность

Для представленной структуры кадра возможно оценить пропускную способность канала и суммарный объем передаваемой информации для различных типов сеансов связи. С учетом (4) пропускная способность $S(t)$ выражается как:

$$S(t) = \frac{B}{2} \times \frac{1}{T_f(t)} \approx \frac{0,74}{T_s(t)}.$$

Следовательно, суммарный объем передаваемой информации за сеанс $V(\theta_m)$ можно вычислить следующим образом:

$$V(\theta_m) = 2 \times \sum_{k=1}^{K(\theta_m)} S(t_k)(t_{k+1} - t_k) \approx 1,48 \times \sum_{k=1}^{K(\theta_m)} \frac{(t_{k+1} - t_k)}{T_s(t_k)},$$

где $K(\theta_m)$ – число интервалов I_k на длительности $T_2(\theta_m)$ (рисунок 3), для которого справедливо выражение:

$$K(\theta_m) = \left\lceil \frac{G_D(\theta_m)}{10 \log_{10} 2} \right\rceil = \lceil 0,3 G_D(\theta_m) \rceil,$$

где $G_D(\theta_m)$ – достигаемое усиление относительно минимальной наклонной дальности в течение сеанса $D(\theta_m)$:

$$G_D(\theta_m) = -20 \log_{10} \left(\frac{D(\theta_m)}{D_H} \right),$$

$$D(\theta_m) = \sqrt{(r_E \sin \theta_m)^2 + r_h^2 - r_E^2} - r_E \sin \theta_m.$$

Дискретные значения, принимаемые $K(\theta_m)$ для различных величин θ_m , представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Значения числа интервалов перестройки пропускной способности $K(\theta_m)$ с точностью до 1 град

TABLE 1. Data Rate Change Intervals $K(\theta_m)$ with 1 Degree Precision

Интервал θ_m (град)	$K(\theta_m)$
[0, 7]	1
[8, 16]	2
[17, 28]	3
[29, 48]	4
[49, 90]	5

На рисунке 9 представлены зависимости $V(\theta_m)$ для случаев перестраиваемой и постоянной пропускной способности, сопоставляя которые, можно сделать вывод о существенном выигрыше при применении первого подхода. Точками обозначены моменты увеличения $K(\theta_m)$. Наглядно видны участки изменения порядка интересующей величины в моменты увеличения $K(\theta_m)$. Для значений $\theta_m = 1$ и $\theta_m = 90$ соответствующие $V(\theta_m)$ составят 1,5 и 26,6 Мбайт.

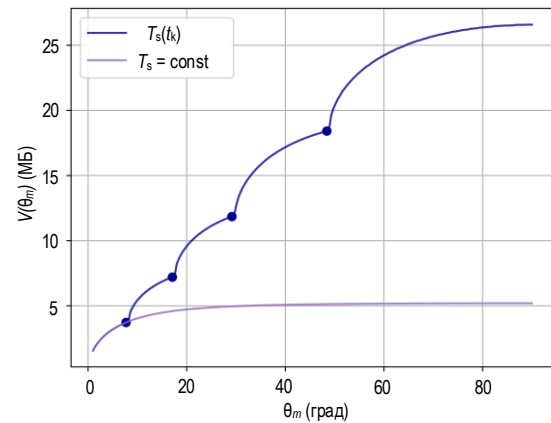


Рис. 9. Зависимость объема передаваемых данных в мегабайтах относительно θ_m для перестраиваемой и постоянно пропускной способности

Fig. 9. Dependency of Transmitted Data Size Relative to θ_m for Adaptive and Constant Data Rate

Канальный уровень

С учетом полученной структуры кадра на физическом уровне определим несколько задач для канального уровня: обеспечение доступа к ресурсу радиоканала и управление скоростью передачи с учетом энергетической доступности. При этом де-

тальная разработка протоколов управления доступом и реконфигурации канала выходит за рамки настоящей работы.

В первом случае, так как характер информационного взаимодействия на пользовательском уровне предполагает возможность первичного запроса данных и квитирования в процессе передачи со стороны НПП, то предлагается организовать доступ к каналу согласно принципу временного разделения. Дополнительно с точки зрения габаритных ограничений это позволит использовать одну антенну, путем поочередной коммутации приемного и передающего трактов в соответствующие моменты времени.

Стоит отметить, что значительно большую часть временного ресурса следует выделить для передачи бортового модема, так как квитирующие сообщения будут обладать существенно меньшим объемом, чем целевые данные.

Механизм переключения скоростей передачи возможно реализовать по запросу с модема НПП, так как данное устройство обладает полнотой информации об энергодоступности линии вниз. Подобный запрос на канальном уровне инкапсулируется в отправляемое квитирующее сообщение.

Заключение

Итогом работы является описание предложенного физического уровня телеметрической радиолинии, обеспечивающей необходимый уровень помехозащищенности и предполагающей механизм адаптивного регулирования пропускной способности в зависимости от изменений в наклонной дальности между КА и НПП.

Список источников

1. Cappelletti C., Battistini S., Malphrus B.K. CubeSat Handbook: From Mission Design to Operations. Elsevier, 2021. 469 p.
2. Sagari S., Baysting S., Saha D., Seskar I., Trappe W., Raychaudhuri D. Coordinated dynamic spectrum management of LTE-U and Wi-Fi networks // Proceedings of the International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN, Stockholm, Sweden, 29 September 2015). IEEE, 2015. PP. 209–220. DOI:10.1109/DySPAN.2015.7343904
3. Maral G., Bousquet M., Sun Z. Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology. Wiley, 2020. 800 p.
4. Рекомендация МСЭ-R P.618-13 (12/2017) Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования систем связи Земля-космос.
5. Ali I., Al-Dhahir N., Hershey J.E. Doppler characterization for LEO satellites // IEEE Transactions on Communications. 1998. Vol. 46. Iss. 3. PP. 309–313. DOI:10.1109/26.662636
6. Blümm C., Heller C., Fourestie B., Weigel R. Air-to-ground channel characterization for OFDM communication in C-Band // Proceedings of the 7th International Conference on Signal Processing and Communication Systems, ICSPCS, Carrara, Australia, 16–18 December 2013). IEEE, 2013. PP. 1–8. DOI:10.1109/ICSPCS.2013.6723935
7. Cid E.L., Sanchez M.G., Alejos A.V. Wideband Analysis of the Satellite Communication Channel at Ku- and X-Bands // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2016. Vol. 65. Iss. 4. PP. 2787–2790. DOI:10.1109/TVT.2015.2425037
8. Triple Feed Patch antenna // Maarten Baert's website. 2019. URL: <https://www.maartenbaert.be/quadcopters/antennas/triple-feed-patch-antenna> (дата обращения 20.01.2024)
9. Torrieri D. Principles of Spread-Spectrum Communication Systems. Cham: Springer, 2018. 727 p. DOI:10.1007/978-3-319-70569-9
10. ГОСТ Р 55947–2014. Телевидение вещательное цифровое. Приемники для эфирного цифрового телевизионного вещания DVB-T2. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений и испытаний. М.: Стандартинформ, 2014. 27 с.
11. Tsatsaragkos I., Paliouras V. A Reconfigurable LDPC Decoder Optimized for 802.11n/ac Applications // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. 2018. Vol. 26. Iss. 1. PP. 182–195. DOI:10.1109/TVLSI.2017.2752086

12. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. McGraw-Hill, 2005. 513 p.
13. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing // *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1981. Vol. 29. Iss. 3. PP. 588–599. DOI:10.1109/TASSP.1981.1163621
14. Hamkins J., Marvin K.S. *Autonomous Software-Defined Radio Receivers for Deep Space Applications*. Wiley, 2006. 464 p.
15. Noels N., Steendam H., Moeneclaey M., Bruneel H. Carrier phase and frequency estimation for pilot-symbol assisted transmission: bounds and algorithms // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2005. Vol. 53. Iss. 12. PP. 4578–4587. DOI:10.1109/TSP.2005.859318

References

1. Cappelletti C., Battistini S., Malphrus B.K. *CubeSat Handbook: From Mission Design to Operations*. Elsevier; 2021. 469 p.
2. Sagari S., Baysting S., Saha D., Seskar I., Trappe W., Raychaudhuri D. Coordinated dynamic spectrum management of LTE-U and Wi-Fi networks. *Proceedings of the International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks, DySPAN, 29 September 2015, Stockholm, Sweden*. IEEE; 2015. p.209–220. DOI:10.1109/DySPAN.2015.7343904
3. Maral G., Bousquet M., Sun Z. *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*. Wiley; 2020. 800 p.
4. Rec. ITU-R P.618-13 *Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems*. December 2017.
5. Ali I., Al-Dhahir N., Hershey J.E. Doppler characterization for LEO satellites. *IEEE Transactions on Communications*. 1998;46(3):309–313. DOI:10.1109/26.662636
6. Blümm C., Heller C., Fourestie B., Weigel R. Air-to-ground channel characterization for OFDM communication in C-Band. *Proceedings of the 7th International Conference on Signal Processing and Communication Systems, ICSPCS, 16–18 December 2013, Carrara, Australia*. IEEE; 2013. p.1–8. DOI:10.1109/ICSPCS.2013.6723935
7. Cid E.L., Sanchez M.G., Alejos A.V. Wideband Analysis of the Satellite Communication Channel at Ku- and X-Bands. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2016;65(4):2787–2790. DOI:10.1109/TVT.2015.2425037
8. Maarten Baert's website. Triple Feed Patch antenna. 2019. URL: <https://www.maartenbaert.be/quadcopters/antennas/triple-feed-patch-antenna> [Accessed 20.01.2024]
9. Torrieri D. *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*. Cham: Springer; 2018. 727 p. DOI:10.1007/978-3-319-70569-9
10. GOST P 55947–2014. *Digital Video Broadcasting. The receivers for terrestrial digital TV broadcasting DVB-T2. The basic parameters. Technical requirements. Measuring and test methods*. Moscow: Standardinform Publ.; 2014. 27 p.
11. Tsatsaragkos I., Paliouras V. A Reconfigurable LDPC Decoder Optimized for 802.11n/ac Applications. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*. 2018;26(1):182–195. DOI:10.1109/TVLSI.2017.2752086
12. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. McGraw-Hill; 2005. 513 p.
13. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1981;29(3):588–599. DOI:10.1109/TASSP.1981.1163621
14. Hamkins J., Marvin K.S. *Autonomous Software-Defined Radio Receivers for Deep Space Applications*. Wiley; 2006. 464 p.
15. Noels N., Steendam H., Moeneclaey M., Bruneel H. Carrier phase and frequency estimation for pilot-symbol assisted transmission: bounds and algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2005;53(12):4578–4587. DOI:10.1109/TSP.2005.859318

Статья поступила в редакцию 30.01.2024; одобрена после рецензирования 14.02.2024; принята к публикации 11.03.2024.

The article was submitted 30.01.2024; approved after reviewing 14.02.2024; accepted for publication 11.03.2024.

Информация об авторах:

КАРАВАЕВ
Дмитрий Александрович

инженер кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0009-0007-2818-6491>

ГЛУШАНКОВ
Евгений Иванович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0003-4148-3208>