

УДК 621.396.946

О ПОВЫШЕННОЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ЛИНИИ КОСМИЧЕСКИЙ АППАРАТ – НАЗЕМНАЯ СТАНЦИЯ СЛЕЖЕНИЯ

© 2018 г. М. Н. Андрианов, В. И. Костенко, С. Ф. Лихачев

*Астрокосмический центр Физического института им. П. Н. Лебедева РАН, г. Москва
mihail-andrian@asc.rssi.ru*

Поступила в редакцию 22.12.2016 г.

Рассмотрены алгоритмы практического повышения скорости передачи данных на линии космический аппарат – наземная станция слежения применением спектрально эффективных методов модуляции, технологии ортогонального частотного уплотнения сигналов, использования миллиметрового диапазона радиоволн. Определены достоинства и недостатки каждого из трех алгоритмов. Показано существенное преимущество передачи данных в миллиметровом диапазоне.

DOI: 10.7868/S0023420618010090

ВВЕДЕНИЕ

В существующих и перспективных проектах наземно-космической радиоинтерферометрии (НКР) с независимой регистрацией сигналов возникает необходимость передачи принятой космическим сегментом научной информации на наземную станцию слежения (НСС) для вычисления функции корреляции между данными космического и земного плеч интерферометра. В реализованном проекте “Радиоастрон” [1] небольшая полоса приема радиосигналов (128 МГц) и, соответственно, низкая скорость цифрового потока, позволили реализовать в реальном времени схему передачи непосредственно на НСС.

Для разрабатываемого проекта “Миллиметрон” (ММ) [2] анализируемые полосы радиосигналов, и, соответственно, скорости оцифрованных дискретных видеоданных на выходе бортового приемника, многократно превосходят скорость передачи данных в проекте “Радиоастрон”. Поэтому предполагается предварительная запись дискретных видеоданных в бортовую память. Скорость записи может составлять до 32 Гбит/с. Современные технологии трансляции данных по беспроводному каналу с учетом значительной дальности (1.5–1.75 млн км) энергетических ограничений бортового передатчика, искажений на тропосферном участке и однопутевого канала связи не в состоянии обеспечить передачу информации на линии ММ-НСС с указанной скоростью и требований к достоверности принимаемых данных (вероятность ошибки $< 10^{-5}$).

Скорость считывания данных из бортовой памяти и передачи их на НСС по беспроводному каналу связи предполагается равной 1.2 Гбит/с. Несложно подсчитать, что время работы интерферометра (приема и записи научных данных) составит 0.0375 от времени передачи данных на НСС. Бортовая память будет быстро заполняться научными данными, а их считывание и передача на Землю существенно сдерживаться. Применение фильтра Найквиста с небольшим коэффициентом скругления ($\alpha = 0.25$) способно существенно увеличить амплитуду отклика сигнала на выходе фильтра приемника НСС [3–5]. Ввиду естественной деградации параметров фильтра в условиях космического окружения это может приводить к росту межсимвольных искажений, и, соответственно увеличению ошибок приема сигнала даже при большом отношении сигнал/шум (ОСШ) [3] на входе приемника. Следствием этих условий является ограниченное время работы бортового радиотелескопа в режиме наземно-космической интерферометрии и, соответственно, ограничения НКР для решения важных астрофизических задач при ограниченных жизненных ресурсах космического аппарата (КА).

В настоящей работе исследуются возможности практического повышения спектральной эффективности и пропускной способности беспроводной передачи данных НКР на линии КА – НСС для повышения коэффициента бесперебойной работы наземно-космического интерферометра при удалении космического элемента в проекте “Миллиметрон” на расстояния до $\sim 2 \cdot 10^6$ км от Земли.

ПРЕДЕЛЬНО ДОСТИЖИМЫЕ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Определим предельно достижимые скорости передачи данных на линии связи КА–НСС, которые в свою очередь зависят от ОСШ на входе приемника. Для этого воспользуемся основным уравнением радиосвязи (1)

$$P_r = \lambda^2 P_t G_t G_r / (4\pi \cdot d)^2, \quad (1)$$

где λ – длина волны, d – расстояние от бортового передатчика до НСС, G_t и G_r – соответственно коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, P_t и P_r – соответственно мощности на выходе передатчика и входе приемника. Коэффициенты усиления антенн определяются выражением (2):

$$G = (4\pi/\lambda^2) \cdot S_A \nu \eta, \quad (2)$$

где S_A – геометрическая площадь раскрытия антенны, определяемая через диаметр антенны (D) $S_A = \pi D^2/4$, ν и η – соответственно, коэффициент использования поверхности и КПД (отношение мощности радиоизлучения, создаваемого антенной, к мощности радиочастотного сигнала, подводимого к антенне). При $\lambda = 2$ см (несущая частота 15 ГГц), диаметрах передающей и приемной антенн, равных соответственно 2 и 22 м, ν и η , соответственно равных 0.5 и 0.95, коэффициенты усиления передающей и приемной антенн составят 52.25 и 67 дБ, соответственно.

При максимальном расстоянии до точки стояния КА (т. Лагранжа L2) $d = 1.75$ млн км [2], мощности на выходе передатчика 200 Вт, мощность сигнала на входе приемника НСС (P_r) составит около $4.4 \cdot 10^{-11}$ Вт. При ширине полосы канала связи (Δf), равной 500 МГц, мощность гауссова шума на входе приемника (P_{noise}), при согласовании выхода антенны с входом приемника в соответствии с (3) составит $6.9 \cdot 10^{-13}$ Вт.

$$P_{noise} = kT\Delta fK_{noise}, \quad (3)$$

где k – постоянная Больцмана (1.38×10^{-23} Дж/К), T – шумовая температура приемника в градусах Кельвина, K_{noise} – коэффициент шума приемника. T и K_{noise} в (3) приняты равными соответственно 50 К и 3 дБ.

При этом отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе приемника в соответствии с выражением (4) составит около 18 дБ.

$$\gamma = 10 \cdot \lg(P_r/P_{noise}). \quad (4)$$

Предельно допустимые скорости передачи данных в зависимости от ОСШ на входе приемника определяются в соответствии с теоремой Шеннона–Хартли [3, 4] о пропускной способности канала связи (C), в соответствии с выражением (5)

$$C = \Delta f \cdot \log_2(1 + \gamma) \text{ бит/с}. \quad (5)$$

На рис. 1 представлена зависимость C от γ при полосе пропускания канала $\Delta f = 500$ МГц.

С учетом необходимого энергетического запаса в 3 дБ определим ОСШ на входе приемника 15 дБ. В соответствии с (5) и рис. 1 предельно допустимая пропускная способность канала связи при заданном ОСШ и полосе канала связи 500 МГц составит 2.514 Гбит/с, нормированная пропускная способность (спектральная эффективность) ($C/\Delta f$) при этом составит 5.028 бит/с/Гц. Следует заметить, что указанная пропускная способность является предельно достижимой при заданном ОСШ. Сигналы со скоростью не более 2.514 Гбит/с, при значении ОСШ 15 дБ, теоретически можно передать со сколь угодно малой вероятностью ошибки, применяя сложные методы модуляции и помехоустойчивого кодирования [3, 5]. В реальных системах беспроводных коммуникаций данные передаются с конечной, отличной от нуля, вероятностью ошибки и скорость их передачи всегда ниже пропускной способности канала.

В зависимости от способности исправления ошибок на выходе демодулятора приемника коды подразделяются на коды с “очень плохим”, “плохим” и “хорошим” кодовым расстоянием. Кодовое “расстояние” представляет собой минимальное “расстояние” (меру различия) между кодовыми векторами ближайших разрешенных кодовых комбинаций [6]. Минимальное “расстояние” определяет исправляющую способность кода, чем оно больше, тем большее количество возникающих ошибок данный код способен исправить.

К кодам с “очень плохим” кодовым расстоянием относятся все линейные алгебраические и сверточные коды, кодовое расстояние которых остается неизменным при увеличении длины кода [6].

К кодам с “плохим” кодовым расстоянием относятся конструкции из нескольких простых кодов

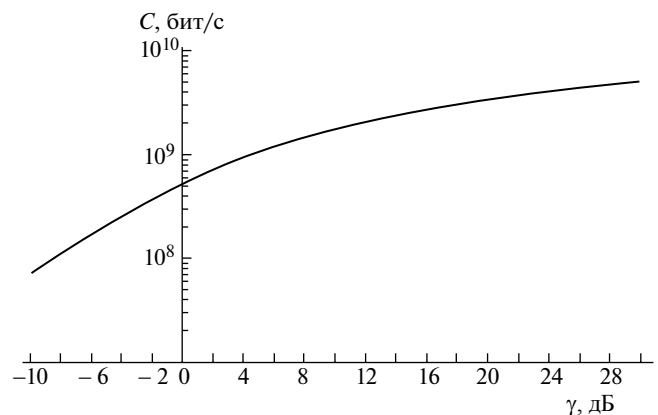


Рис. 1. Зависимость пропускной способности канала связи от отношения сигнал/шум при полосе канала 500 МГц.

и составные коды, кодовое расстояние которых возрастает с увеличением длины кода [6, 8], но исправляющая способность их падает, поскольку при неограниченном возрастании длины кода отношение кодового расстояния к его длине стремится к нулю.

К кодам с “хорошим” кодовым расстоянием относятся линейные случайные коды, декодируемые методом максимума апостериорной вероятности. Для этого типа кодов обеспечивается возрастание кодового расстояния с увеличением длины кода, и, его исправляющая способность повышается, поскольку при неограниченном возрастании длины кода отношение кодового расстояния к его длине стремится к константе, значение которой зависит от типа кода. Яркими примерами случайных кодов являются турбо-коды [7] и коды низкой плотности с контролем проверок на четность (LDPC – Low Density Parity Check) [8, 9]. Случайные коды способны практически вплотную приблизиться к максимально достижимым скоростям передачи данных, обеспечивая при этом малую вероятность ошибки [10].

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛОВ СВЯЗИ С ПРИМЕНЕНИЕМ СПЕКТРАЛЬНО ЭФФЕКТИВНЫХ МЕТОДОВ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛА

Для обеспечения скорости передачи данных при заданном (15 дБ) значении ОСШ целесообразно применять спектрально эффективные методы модуляции при относительно высокой помехоустойчивости передаваемых данных, например, для обеспечения спектральной эффективности 5 бит/с/Гц возможно применить квадратурную амплитудную модуляцию 32-QAM (Quadrature Amplitude

Modulation). Данный вид модуляции наряду с высокой спектральной эффективностью в сравнении с равноценным по спектральной эффективности фазоманипулированным сигналом PM-32 (Phase Modulation) имеет высокую помехоустойчивость (рис. 2).

Сигналы модуляции 32-QAM при спектральной эффективности 5 бит/с/Гц обеспечивают скорость передачи данных 2.5 Гбит/с в полосе частот 500 МГц, что почти соответствует предельно достижимой скорости передачи данных в соответствии с (5).

Определим помехоустойчивость радиолинии через вероятность ошибочного приема данных на бит. В представленном канале связи будет присутствовать гауссовый тепловой шум, мощность которого определяется в соответствии с (3). Данный канал относится к каналам с “хорошими” характеристиками [3], в которых отсутствуют как медленные рэлеевские, так и быстрые или частотно-селективные замирания, существенно снижающие полосу когерентности канала и вызывающие значительную межсимвольную интерференцию при приеме сигналов. Аналитические выражения (6), (7) характеризуют вероятность ошибочного когерентного приема данных сигналов PM и QAM [5, 11]

$$P_{c_PM} = (1/M) \cdot \operatorname{erfc}[\sqrt{\gamma} \cdot \sin(\pi/N)], \quad (6)$$

$$P_{c_QAM} = \left[(1 - 1/\sqrt{N}) / \log_2(\sqrt{N}) \right] \times \operatorname{erfc} \left[\sqrt{3\gamma \log_2(\sqrt{N}) / (N - 1)} \right], \quad (7)$$

где N – количество точек сигнального созвездия, $M = \log_2(N)$,

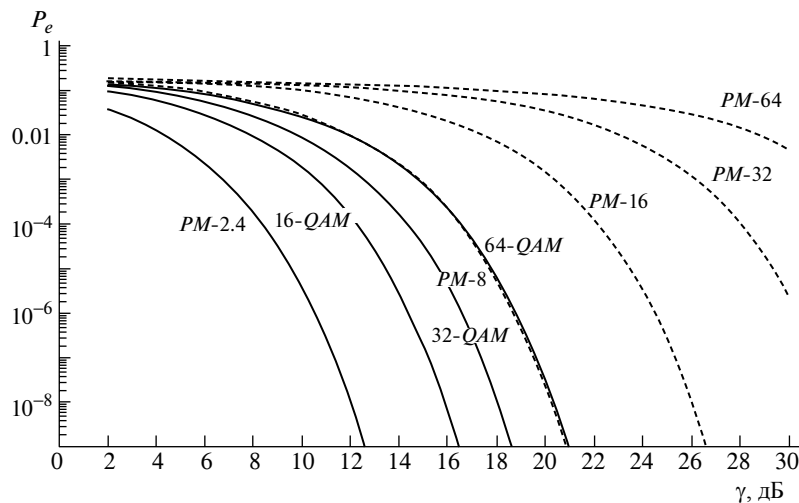


Рис. 2. Вероятности битовой ошибки когерентного приема фазоманипулированных сигналов (PM) с постоянной огибающей (пунктирные кривые) и спектрально эффективных сигналов квадратурной амплитудной модуляции (QAM).

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \left(2 / \sqrt{\pi}\right) \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$$

– дополнение функции ошибок [12].

Необходимо обратить внимание, что помехоустойчивость фазоманипулированного сигнала *PM-8* практически совпадает с помехоустойчивостью сигнала с квадратурной амплитудной модуляцией *64-QAM* (рис. 2) при том, что спектральная эффективность последнего в два раза выше относительно первого, составляют соответственно 3 и 6 бит/с/Гц.

Предлагаемая к применению в соответствии с пропускной способностью (15 дБ) модуляция *32-QAM* энергетически более эффективна относительно сигнала модуляции *PM-8*. Например, вероятность ошибки 10^{-5} обеспечивается модуляцией *32-QAM* при значении ОСШ примерно на 2 дБ меньше, чем аналогичная вероятность ошибки при модуляции *PM-8* (рис. 2). Спектральная эффективность сигналов с модуляциями *PM-8* и *32-QAM* составит соответственно 3 и 5 бит/с/Гц. Следует отметить, что спектральная эффективность 3, 5 и 6 бит/с/Гц для представленных видов модуляции получена при фильтрации идеальным прямоугольным фильтром Найквиста с нулевым коэффициентом скругления, что физически нереализуемо. Практическое использование указанного фильтра [3, 4], например, с $\alpha = 0.25$ снизит спектральную эффективность 3, 5 и 6 бит/с/Гц до соответственно 2.4, 4 и 4.8 бит/с/Гц, а скорость передачи данных в канале 500 МГц до 1.2, 2 и 2.4 Гбит/с.

Отсутствие постоянной огибающей в сигналах с квадратурной амплитудной модуляцией *N-QAM* ($N = 16, 32, 64, 128, 256 \dots 2^n$) является серьезным недостатком, поскольку, в этом случае, в передатчике для неискаженной передачи сигнальных созвездий необходимо использовать линейный усилитель мощности (УМ) с большим динамическим диапазоном, и, соответственно с низким КПД. Современные методы повышения линейности выходных УМ [13] (предыскажений, обратной связи, связи вперед и др.)

обеспечивают эффективное применение мощных нелинейных УМ с высоким КПД в линейных усилительных системах. При этом потери от использования нелинейных УМ в схемах линеаризации составляют 0.5–0.7 дБ.

Для снижения вероятности ошибочного приема сигналов целесообразно применить помехоустойчивый случайный линейный расширенный евклидово-геометрический (EG) LDPC код (EG-LDPC) с итеративным SPA (Sum-Product Algorithm) декодированием [14]. Параметры кода (524256, 507873) составляют соответственно информационную и общую длину кодового слова. При этом скорость кода составит 0.967. Указанный код обеспечивает минимальную избыточность при высокой исправляющей способности.

Характеристика кода (зависимость вероятности ошибок от ОСШ) в сравнении с некодированным сигналом *PM-2* (BPSK – Binary Phase Shift Key) показана на рис. 3.

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ ТЕХНОЛОГИИ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ

В последнее время в системах беспроводной передачи данных существенно выросла доля устройств, функционирующих по технологии ортогонального частотного разделения сигналов (OFDM-Orthogonal Frequency Divide Multiple). Данные при этом передаются символами, состоящими из набора гармонических сигналов определенных частот (поднесущих) ортогональных друг относительно друга. Ортогональность обеспечивается тем, что в течение символического периода гармонические сигналы имеют целое число полупериодов, а их отличие от соседних сигналов составляет период. При этом, выходные данные в соответствии с (8) полностью ортогональны

$$a(t) = \begin{cases} \int_0^T \cos(\omega t + \varphi_1) \cdot \cos[(\omega + 2\pi/T) \cdot t + \varphi_2] dt = \\ = 0.5 \int_0^T \{ \cos(\varphi_1 - \varphi_2 - 2\pi \cdot t/T) + \cos[(2 \cdot \omega + 2\pi/T) \cdot t + \varphi_1 + \varphi_2] \} dt = 0 \\ \int_0^T \cos^2(\omega \cdot t + \varphi_1) = 0.5 \int_0^T [1 + \cos(2\omega \cdot t + 2 \cdot \varphi_1)] dt = T/2, \end{cases} \quad (8)$$

где T – интервал ортогональности, ω , ϕ_1 , ϕ_2 – частота, начальные фазы гармонических сигналов. Как следует из (8) ортогональность не зависит от начальных фаз сигналов. Во время интервала ортогональности, который составляет длину символа, фазы сигналов не изменяются, смена фаз при модуляции ортогональных поднесущих происходит в момент перехода от одного символа к другому [15].

В частотной области сигналы OFDM являются суммой спектров сигналов ортогональных поднесущих, спектры которых в свою очередь плотно упакованы, взаимно перекрываясь друг с другом. При этом межканальная частотная интерференция от отдельных поднесущих не влияет на остальные [15, 16] (рис. 4).

Применение сигналов OFDM обеспечивает спектральную эффективность передаваемых данных, соизмеримую с фильтрацией радиосигнала идеальным прямоугольным фильтром Найквиста. Данная технология обеспечивает максимально возможную спектральную эффективность передачи данных для заданного типа модуляции.

Формирование поднесущих сигнала OFDM в канале передачи данных осуществляется либо применением алгоритмов фурье-преобразования [15], либо аддитивным сложением фазоманипулированных сигналов, на ортогональных частотах с выходов УМ. При этом усиление сигналов отдельных гармонических поднесущих с низким динамическим диапазоном реализуют УМ с более высоким КПД, в то время как для усиления

сигнала OFDM с выхода фурье-преобразователя требуется УМ с более высоким динамическим диапазоном, и, соответственно низким КПД.

Дополнительными преимуществами технологии OFDM является возможность эффективно функционировать в канале с многолучевостью, когда полоса когерентности канала много меньше полосы сигнала. При этом полоса субканала отдельной поднесущей в 2^n раз меньше полосы сигнала. И, разумеется, в этой небольшой полосе проще обеспечить когерентность [16]. В рассматриваемом варианте передачи данных с борта КА на НСС, вследствие применения узконаправленных антенн с большим коэффициентом усиления, многолучевость маловероятна, за исключением времени работы антенны при малых углах места. В целом канал передачи данных на линии КА-НСС можно считать каналом “хорошими” характеристиками. Однако, наряду с увеличением спектральной эффективности, применение технологии OFDM позволяет сохранить достоверность передачи данных при снижении полосы когерентности в УМ передатчика, вследствие его деградации в период эксплуатации. Все это обусловило принятие рекомендаций МСЭ-R S. 1878 от 12/2010 [17], по методам передачи на основе многих несущих для спутниковых систем.

ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА РАДИОВОЛН

Как было показано выше, полоса частот сигнала линейно связана с пропускной способностью канала связи (5). Исходя из этого, для существенного повышения последней необходимо стремиться к максимально возможному расширению полосы частот канала связи. В свою очередь, увеличение полосы канала связи тесно связано с использованием электромагнитного спектра радиоволн. В соответствии с регламентом радиосвязи в настоящее время расписан частотный диапазон вплоть до 275 ГГц [18]. Наиболее плотно частоты заняты в низкочастотном диапазоне вплоть до миллиметрового диапазона. Однако, если в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах электромагнитного спектра радиоволн все полосы частот в основном распределены и практически не осталось свободных диапазонов, то в миллиметровой малоосвоенной части спектра есть относительно свободные участки частотных полос.

В миллиметровом диапазоне радиоволн достаточно привлекательно выглядит Е-диапазон с частотами 71–76 и 81–86 ГГц, поскольку

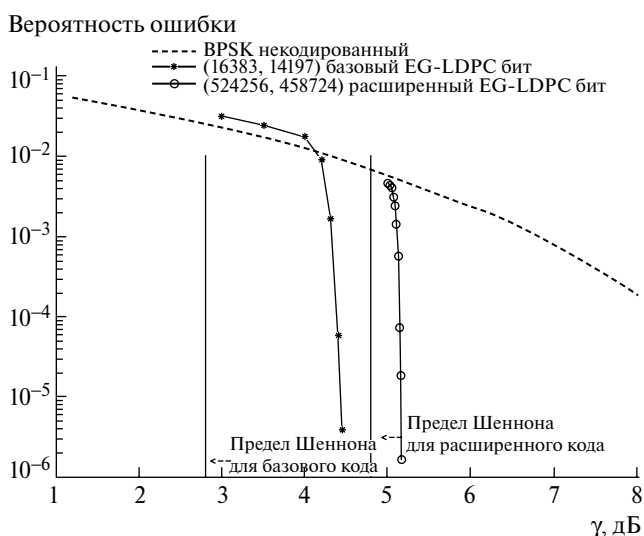


Рис. 3. Исправляющая способность кодов LDPC (16383,14197) и расширенного евклидово-геометрического кода LDPC (524256, 507873) с итеративным SPA декодированием в сравнении с некодированным сигналом BPSK.

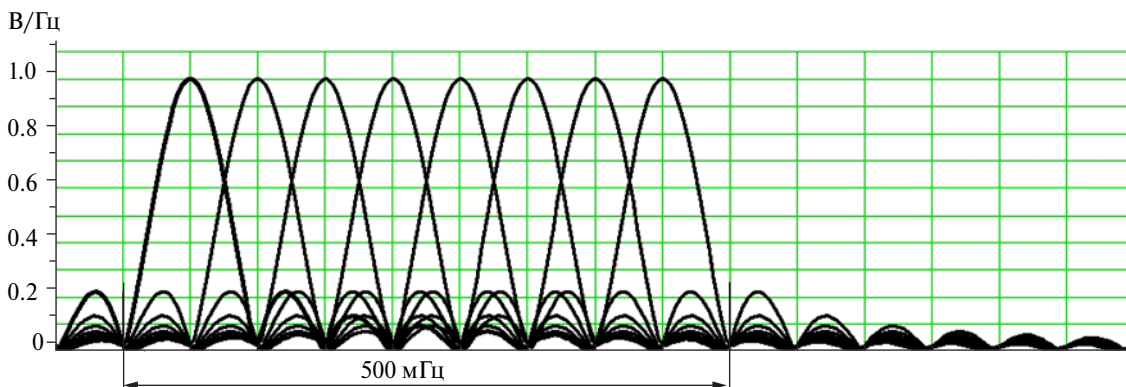


Рис. 4. Фрагмент модулей спектральной плотности напряжения от восьми ортогональных поднесущих.

в соответствии с решением ГКРЧ № 10-07-04-1 от 15.07.2010 г., полосы радиочастот 71–76 и 81–86 ГГц выделены для применения на территории Российской Федерации радиорелейными станциями прямой видимости юридическими и физическими лицами без оформления отдельных решений ГКРЧ.

Если в указанном частотном диапазоне (71–76 и 81–86 ГГц), составляющем 12 ГГц выделить с учетом реальных параметров фильтра Найквиста полосу 10 ГГц для передачи данных в симплексном режиме, т.е. использовать выделенную полосу частот для передачи данных только в одном направлении, от передатчика к приемнику, то пропускная способность канала связи будет выглядеть, как показано на рис. 5. Используя основное уравнение радиосвязи (1), изменив длину волны (4 мм) и диаметр приемной антенны (15 м) определим мощность радиосигнала на входе приемника ($5.11 \cdot 10^{-10}$ Вт). Мощность шума определится из формулы (3) ($1.38 \cdot 10^{-11}$ Вт), а значение ОСШ из выражения (4) (15.69 дБ). При этом мощность сигнала на входе приемника, по сравнению с длиной волны 2 см, возросла, но также выросла и мощность шума. Первое увеличение объясняется повышением коэффициента усиления приемопередающих антенн, второе – резко возросшей полосой частот канала связи. С учетом необходимого энергозапаса в 3 дБ величина ОСШ на входе приемника снизится до 12.7 дБ.

Поскольку сигнал распространяется, в том числе в нижнем слое атмосферы, тропосфере, то необходимо учитывать возникающие при этом потери от водяного пара, которые возрастают с увеличением частоты сигнала. В соответствии с рекомендациями сектора радиосвязи Международного Союза Электросвязи, Рекомендация МСЭ-R Р. 676-10 от 09/2013 по затуханиям радиосигнала в атмосферных газах [19], зенитное затухание радиосигнала на частоте 70–80 ГГц (при отсутствии гидрометеоров) составит примерно 0.85 дБ при толщине

тропосферы 10 км (в умеренных широтах она варьируется в диапазоне от 10 до 12 км). На рис. 6 показано изменение длины пути радиосигнала по тропосфере в зависимости от угла места антенны.

Указанная зависимость определена из выражения (9) по теореме косинусов

$$L = R_3 \cos(\pi/2 + \varphi) + \sqrt{R_3^2 \cos^2(\pi/2 + \varphi) - R_3^2 + (R_3 + h)^2}, \quad (9)$$

где R_3 – радиус Земли, равен 6400 км, h – толщина тропосферы, φ – угол места антенны (угол наклона к горизонту). Здесь принято некоторое допущение, что Земля имеет форму шара.

Из рис. 6 и формулы (9) следует, что при $\varphi = 17.3^\circ$ $L = 40$ км, при $\varphi = 23.5^\circ$ $L = 30$ км, а при $\varphi = 37^\circ$ $L = 20$ км. При максимальной длине пути (40 км) при минимально представленном угле места (17.3°) ослабление сигнала составит $(0.85 \text{ дБ}/10\text{км}) \cdot 40 \text{ км} = 3.4 \text{ дБ}$. В итоге значение ОСШ на входе приемника составит $12.69 - 3.4 = 9.29 \text{ дБ}$.

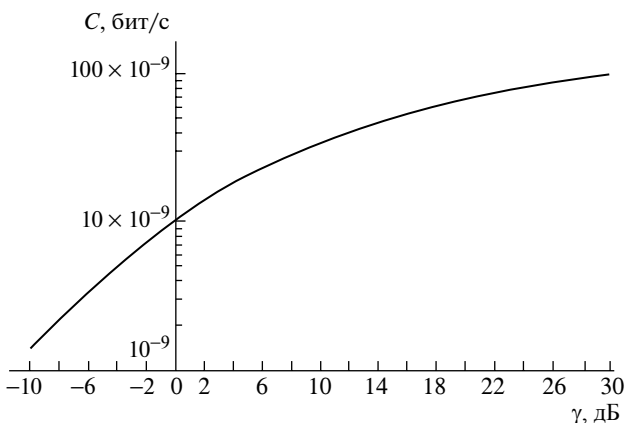


Рис. 5. Зависимость пропускной способности канала связи от отношения сигнал/шум при полосе канала 10 ГГц.

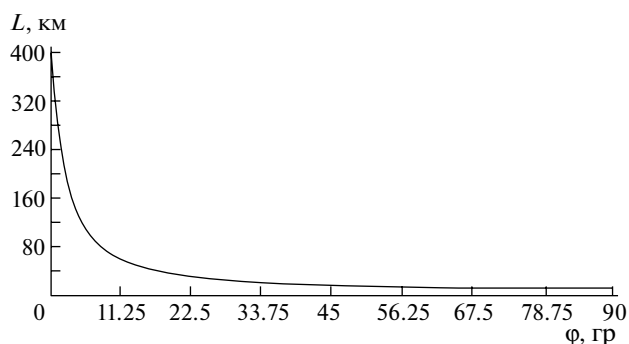


Рис. 6. Зависимость длины пути радиосигнала по тропосфере от угла места антенны.

Следует также учитывать, что радиосигналы миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов при распространении в турбулентной тропосфере испытывают флуктуации амплитуды, описываемые логнормальным распределением [20]. При этом следует иметь в виду, что плотность вероятности ОШС сигналов миллиметрового диапазона также описывается логнормальным законом, а его дисперсия, наряду с длиной волны, зависит от дальности распространения по тропосфере. Поэтому в зависимости от угла места антенны и соответственно дальности распространения необходим дополнительный энергозапас от 1 до 3 дБ, причем устанавливать антенну на угол места менее 15° нецелесообразно.

С учетом вышеизложенного значение ОСШ на входе приемника определим 7.3 дБ. При этом значении ОСШ пропускная способность канала связи определится с учетом (5) и рис. 5 значением 26.7 Гбит/с, при полосе канала связи 10 ГГц.

Для передачи данных в представленном канале целесообразно применить *QPSK* (Quadrature Phase Shift Key) модуляцию сигнала, обеспечивающую спектральную эффективность 2 бит/с/Гц, постоянная огибающая этого сигнала позволяет использовать высокоэффективные нелинейные УМ с высоким КПД.

Соответственно, в канале с полосой 10 ГГц при указанном типе модуляции возможна реальная передача данных со скоростью 20 Гбит/с. Данная скорость соизмерима со скоростью записи научных данных в бортовую память и соответственно существенно увеличивает временной ресурс работы радиотелескопа в режиме наземно-космической интерферометрии. Вероятность ошибки приема сигнала модуляции *QPSK* при ОСШ 7.3 дБ (рис. 2) составит $5.2 \cdot 10^{-4}$. Вышеописанный помехоустойчивый LDPC [14] случайный код (рис. 3) существенно снизит вероятность ошибки.

Аналогичные расчеты миллиметрового диапазона могут быть выполнены для произвольной

длины волны. При этом следует заметить, что уменьшение длины волны с одной стороны обеспечивает усиление сигнала приемопередающими антеннами, с другой стороны, увеличение несущей частоты повышает потери мощности сигнала вследствие затухания [19] и увеличивает дисперсию логнормальной флуктуации амплитуды сигнала [20].

Передача данных в миллиметровом диапазоне E (71–76; 81–86 ГГц) при полосе сигнала 10 ГГц в настоящее время реализована [21]. Соответствующее оборудование позволяет осуществлять симплексную передачу со скоростью до 20 Гбит/с.

В [21] не рассматривалось влияние дифракционных явлений, возникающих вследствие определенных препятствий при малых углах наклона антенны, вызывающих определенные изменения уровня сигнала на входе приемника. Другим следствием приема сигнала при малых углах наклона антенны является возникновение двухлучевой модели приема сигнала при отражении от подстилающей поверхности и возникающей при этом интерференционной помехи.

Основные преимущества и недостатки каждого из трех (эффективной модуляции, технологии OFDM, использования мм диапазона радиоволн) вариантов повышения скорости передачи данных сведены в таблицу.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Повышение спектральной эффективности и скорости передачи данных при организации высокоскоростных цифровых радиоканалов на линии КА – НСС является актуальным для разнообразных космических проектов, требующих передачи данных на больших дальностях, в частности, в миссии “Миллиметрон” [2]. Это существенно увеличит коэффициент бесперебойного функционирования наземно-космического интерферометра и повысит эффективность его работы. В настоящей работе рассмотрены три эффективных варианта решения этих задач:

Спектрально эффективные методы квадратурной амплитудной модуляции (*QAM*), при равной спектральной эффективности (в сравнении с фазовой (*PM*) модуляцией) существенно выигрывают в помехоустойчивости. Например, применение сигнала модуляции 32-*QAM* в совокупности с помехоустойчивым кодом позволяет обеспечить спектральную эффективность передачи 4 бит/с/Гц (2 Гбит/с в полосе 500 МГц).

Технология ортогонального частотного уплотнения сигналов обеспечивает максимально возможную спектральную эффективность передачи данных для

Методы повышения скорости передачи данных	Преимущества метода	Недостатки метода
Эффективная модуляция	Высокая спектральная эффективность передачи данных	Необходимость линеаризации УМ Алгоритмическая сложность реализации
Применение технологии OFDM	Максимально возможная спектральная эффективность для заданного типа модуляции Гибкость технологии. Индифферентность к полосе когерентности канала связи	Необходимость линеаризации УМ Алгоритмическая сложность реализации
Использование мм диапазона	Высокая скорость передачи данных	Технологическая сложность реализации

заданного типа модуляции. Преимуществом указанной технологии является ее гибкость, позволяющая при необходимости передавать данные с переменными скоростями.

Применение мм-диапазона обеспечивает возрастание скорости передачи данных вследствие увеличения полосы частот канала связи, которая в отличие от значения отношения сигнал/шум на входе приемника, линейно увеличивает пропускную способность канала.

Во всех трех вариантах повышения скорости передачи данных для исправления возникающих ошибок целесообразно применять эффективное помехоустойчивое кодирование. Для проекта ММ на линии связи КА – НСС необходимо использовать миллиметровый диапазон радиоволн, поскольку несмотря на технологическую сложность реализации аппаратуры, именно в этом диапазоне возможно получить скорость передачи данных соизмеримую со скоростью записи цифровых широкополосных данных в бортовую память КА, и, тем самым обеспечить бесперебойную работу наземно-космического интерферометра.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Кардашев Н.С. и др. “Радиоастрон” – телескоп размером 300 000км // *Астрономический журнал*. 2013. Т. 90. № 3. С. 179–222.
- Кардашев Н.С. и др. Обзор научных задач для обсерватории Миллиметрон // *УФН*. 2014. Т. 184. № 12. С. 1319–1352.
- Скляр Б. *Цифровая связь*. М.: Вильямс, 2003. С. 174–177; 548–555; 498–532; 993–996.
- Прокис Дж. *Цифровая связь*. М.: Радио и связь, 2000. С. 238–245; 319–329; 468–472;
- Голдсмит А. *Беспроводные коммуникации*. М.: Техносфера, 2011. С. 129–152; 243–246; 398–402.
- Кларк Дж. мл., Кейн Дж. *Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи*. М.: Радио и связь, 1987. С. 213–247.
- Berrou C., Glavieux A. Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes // *IEEE Trans. On Comm.* 1996. V. 44. № 10. P. 1261–1271.
- Галлагер Р. *Теория информации и надежная связь*. М.: Сов. радио, 1974.
- David J.C. MacKay. *Information Theory, Inference, and Learning Algorithms*. Cambridge University Press, 2003. P. 557–573.
- Moon T.K. *Error Correction Coding*. Wiley Interscience, 2005. P. 634–679.
- Окунев Ю.Б. *Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами*. М.: Радио и связь, 1991. С. 270–273.
- Справочник по специальным функциям / Ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1979. С. 119–130.
- Cripps S. *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. London, Artech House, 2002.
- Yu Kou, Shu Lin and Marc P.C. Fossorier. Low-Density Parity-Check Codes Based on Finite Geometries: A Rediscovery and New Results // *IEEE Trans. On Inform. Theory*. 2001. V. 47. № 7. P. 2711–2736.
- Richard V.N., Proasad R. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. London, Artech House, 2000. P. 33–50.
- Tzi-Dar Chiuech, Pie-Yun Tsai, I-Wai Lai. *Baseband Receiver for Wireless MIMO-OFDM Communications*. 2-nd Edition. Singapore. Wiley-IEEE Press, 2012. P. 127–134.
- Рекомендация МСЭ-R S. 1878
- Международный союз электросвязи. *Регламент радиосвязи*. Т. 1. 2008.
- Рекомендация МСЭ-R P. 676-10 от 09/2013.
- Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. *Введение в статистическую радиофизику. Часть II. Случайные поля*. М.: Наука, 1978. С. 297–335.
- Микроволновые системы. Разработка и производство. [Электронный ресурс] <http://www.mw-systems.ru/>