

УДК 621.391.13

ЭФФЕКТИВНЫЕ МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ В СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Быховский М.А., доктор технических наук, профессор МТУСИ, e-mail: bykhmark@gmail.com

EFFECTIVE SIGNAL TRANSMISSION METHODS IN SATELLITE COMMUNICATIONS SYSTEMS

Bykhovskiy M.A.

The article is devoted to the study of the characteristics of satellite communications systems (SCS) that use multidimensional surface-spherical signal ensembles (SSSE) to transmit messages. It is shown that such systems are significantly superior to systems created in accordance with the DVB-S2 standard, providing high reliability of the reception of transmitted messages with the highest possible spectral and energy efficiency.

It was noted that SSSE systems are simpler in technical implementation compared to SCS of the DVB-S2 standard. The use of multidimensional SSSE also simplifies the implementation of different operating modes, allowing you to adapt the transmission of messages with high reliability to possible changes in the propagation conditions of radio waves in the satellite communication channel. This is due to the fact that in systems with SSSE there is no need to use error correction codes of large length and very complex decoders.

It is shown that in systems with SSSE the length of transmitted signals is significantly less than the length of code combinations in SCS standard DVB-S2. Therefore, the use of communication systems with SSSE is especially attractive in cases where it is necessary to transmit short informational messages and the transmission time should be minimally possible.

Key words: Satellite communications, signal transmission methods, spectral and energy efficiency, message coding.

Ключевые слова: метод цифровой модуляции, перестановочная модуляция, энергетическая эффективность систем связи, спутниковая связь.

Введение

В [1] был дан анализ систем спутниковой связи, построенных по стандарту DVB-S2 [2]. В этих системах для повышения надежности связи применяются низкоплотностные коды (коды LDPC) [3], кодовые комбинации которых имеют большую длину ($N_b = 16000$ или 64000 бит) и которые имеют разную кодовую скорость (R_c). В них используются двумерные ансамбли сигналов, позволяющие передавать сообщения с разной удельной скоростью (R_f). Для этого применяются сигналы QPSK ($R_f = 2$), 8-PSK ($R_f = 3$), 16-APSK ($R_f = 4$) и 32-APSK ($R_f = 5$) бит/сек·Гц, а кодовая скорость кода LDPC составляет $R_c = 1/4, 3/4, \dots, 5/6, \dots, 9/10$.

Шенноном было показано [4], что системы связи, в которых для передачи сообщений используются оптимальные многомерные ПСАС, позволяют обеспечить высокие спектральную и энергетическую эффективность. В [5...8] подробно описаны методы модуляции и демодуляции для таких ансамблей сигналов.

В данной статье исследуются характеристики ССС, в которых сообщения передаются с использованием оптимальных ПСАС, и дано их сравнение с характеристиками систем связи, построенными на основе стандарта DVB-S2 [2]. Результаты данного исследования показали, что такие ансамбли сигналов позволяют существен-

Статья посвящена исследованию характеристик систем спутниковой связи, использующих для передачи сообщений многомерные поверхностно-сферические ансамбли сигналов (ПСАС). Показано, что такие системы существенно превосходят по своим характеристикам системы, создаваемые в соответствии со стандартом DVB-S2, обеспечивая высокую достоверность приема переданных сообщений с максимально возможной спектральной и энергетической эффективностью.

Отмечено, что системы ПСАС более просты в технической реализации по сравнению с системами спутниковой связи (ССС) стандарта DVB-S2. Применение многомерных ПСАС упрощает также реализацию разных режимов работы, позволяющих адаптировать передачу сообщений с высокой надежностью к возможным изменениям условий распространения радиоволн в канале спутниковой связи. Это связано с тем, что в системах с ПСАС нет необходимости применения помехоустойчивых кодов большой длины и весьма сложных декодеров.

Показано, что в системах с ПСАС длина передаваемых сигналов существенно меньше, чем длина кодовых комбинаций в ССС стандарта DVB-S2. Поэтому применение систем связи с ПСАС особенно привлекательно в тех случаях, когда необходимо передавать короткие информационные сообщения и время их передачи должно быть минимально возможным.

но улучшить характеристики ССС. Это указывает на целесообразность доработки стандарта DVB-S2 в части, касающейся методов передачи сигналов и сообщений.

Энергетические потери систем связи, в которых применяются оптимальные АС, и нормированная длительность оптимальных сигналов

Знаменитая теорема Шеннона [4] устанавливает со-

отношение между основными параметрами систем связи ρ_s (или ρ_b) – минимально возможным отношением сигнал/шум на входе демодулятора (или отношением сигнал/шум, приходящимся на один информационный бит сообщения), и удельной скоростью передачи сообщений R_f бит/сек/Гц. Это соотношение имеет следующий вид

$$R_f = \log_2(1 + \rho_s), \text{ где } \rho_s = \rho_b R_f. \quad (1)$$

Из (1) следуют формулы, определяющие зависимости $\rho_s(R_f)$ и $\rho_b(R_f)$:

$$\rho_b(R_f) = (2^{R_f} - 1)/R_f \text{ и } \rho_s(R_f) = (2^{R_f} - 1), \quad (2)$$

которые представлены на рис. 1. Согласно Шеннону [4], значения ρ_s и ρ_b из (2) являются предельными (их часто называют также «пределом Шеннона»): если на входе демодулятора обеспечено отношение сигнал/шум, равное ρ_s (или ρ_b), то, в принципе, может быть создана система связи, в которой сообщения будут передаваться с максимально возможной удельной скоростью (или, что то же самое, с максимальной спектральной эффективностью), равной R_f . Причем в такой системе будет обеспечена абсолютная надежность приема сообщений (т.е. вероятность ошибки при демодуляции принятых сигналов равна 0).

Шенноном было также показано [4], что пределы (1) и (2) могут быть достигнуты в том случае, если для передачи сообщений применяются объемно-сферические или поверхностно-сферические ансамбли сигналов. Следуя Шеннону, будем называть систему связи, в которой для передачи сообщений применяются оптимальные ПСАС большой длительности, «идеальной». Из рис. 1 видно, что при $R_f < 1$ безошибочно передавать сообщения по каналу связи возможно даже в тех случаях, когда $\rho_s < 1$, т.е. когда на входе демодулятора мощность принимаемого сигнала меньше мощности шума, причем при $R_f \rightarrow 0$ предельное отношение сигнал/шум, приходящееся на один информационный бит сообщения, при котором возможно обеспечить абсолютно надежную связь, равно $10 \cdot \lg(\rho_b) = -1,6$ дБ.

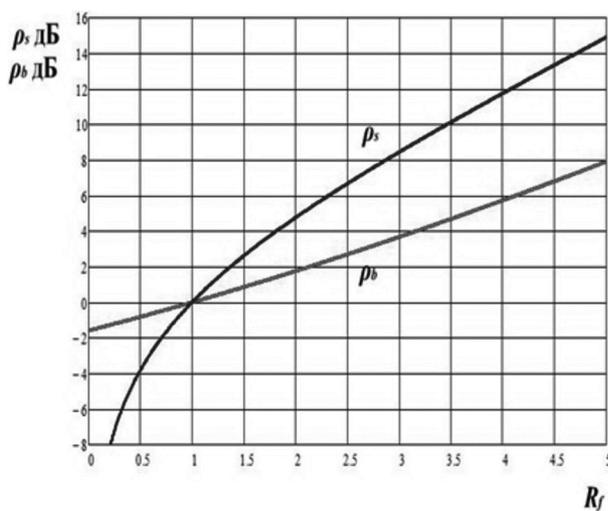


Рис. 1. Пределы Шеннона для ρ_s – отношения сигнал/шум на входе демодулятора и ρ_b – отношения сигнал/шум, приходящегося на один информационный бит сообщения

Отметим, что оптимальным АС, позволяющим реализовать систему связи с весьма низкой скоростью передачи сообщений, является ансамбль ортогональных

сигналов, основные характеристики которого были определены еще в 1947 г. в работе В.А. Котельникова. Они описаны во многих публикациях, в частности, в [9].

Из рис. 1 также видно, что если $R_f > 1$, то для того, чтобы увеличить в системе связи удельную скорость R_f на 1 бит/сек/Гц, сохраняя при этом ее абсолютную надежность, энергетику линии (ρ_s) связи необходимо повысить на ≈ 3 дБ.

В [8] получена обобщенная формула Шеннона, которая имеет вид

$$R_f = \log_2(1 + \rho_s 10^{-0,1\Delta\rho}). \quad (3)$$

В (3) параметр $\Delta\rho$ (дБ) определяет энергетические потери системы связи, использующей для передачи оптимальные АС конечной длительности, по сравнению с «идеальной» системой, в которой применяются оптимальные сигналы весьма большой длительности. Эти потери зависят как от значения вероятности ошибки (P_{ser}) при демодуляции сигналов используемого АС, так и их нормированной длительности (FT) [8]. При этом в (3)

$$\Delta\rho_b = 10 \lg[F(\gamma)], \text{ где } F(\gamma) = (1 + \gamma)e^{w(\gamma)}. \quad (4)$$

В (4) $w(\gamma) = \sqrt{\left(\frac{\gamma}{1+\gamma}\right)^2 + \frac{2 \ln(1+\gamma)}{1+\gamma}} - \frac{\gamma}{1+\gamma}$, а параметр γ равен $\gamma = \ln(1/P_{ser})/(FT)$. Следует иметь в виду, что если $(FT) \gg 1$, то параметр $\gamma \ll 1$. При этом

$$w(\gamma) = \sqrt{\left(\frac{\gamma}{1+\gamma}\right)^2 + \frac{2 \ln(1+\gamma)}{1+\gamma}} - \frac{\gamma}{1+\gamma} \cong \sqrt{2\gamma} \text{ и } F(\gamma) \cong 1 + \sqrt{2\gamma}. \quad (5)$$

Отметим, что количество информационных бит, которые передаются с помощью одного из сигналов, входящих в оптимальный АС, равно $N_I = R_f(FT)$. Из (4) и (5) следует, что при заданном значении P_{ser} между R_f и N_I имеет место следующее соотношение

$$R_f = \frac{(10^{0,1\Delta\rho} - 1)^2 N_I}{2 \ln(1/P_{ser})}. \quad (6)$$

На рис. 2 приведены зависимости R_f от N_I при $P_{ser} = 10^{-7}$ для значений $\Delta\rho = 0,5; 1$ и $1,5$ дБ. При проектировании систем связи исходными данными являются требования по обеспечению в ней надежности связи (указывается допустимое значение вероятности ошибки при приеме сообщений – P_{ser}), а также к удельной скорости передачи сообщений (R_f). Приведенные на рис. 2 зависимости позволяют выбрать один из основных параметров ПСАС – нормированную длительность входящих в этот ансамбль сигналов, которые следует использовать для передачи сообщений. Анализ зависимостей рис. 2 показывает, что нормированная длительность этих сигналов, выраженная в количестве информационных битов (N_I), должна быть тем больше, чем меньше допустимые энергетические потери ($\Delta\rho$) проектируемой системы по отношению к «идеальной». Так, например, если $P_{ser} = 10^{-7}$, $R_f = 3$ бит/сек/Гц, то, как видно из рис. 2, $N_I = 1750$ бит при $\Delta\rho = 1$ дБ, и $N_I = 8350$ бит при $\Delta\rho = 0,5$ дБ.

Из графиков рис. 2 следует, что при $\Delta\rho = const$ величина N_I растет линейно с увеличением параметра R_f . Так, например, при $\Delta\rho = 0,5$ дБ в низкоскоростных системах связи при $R_f = 0,5$ бит/сек/Гц имеем $N_I \approx 1200$ ($FT = 2400$), а в высокоскоростных системах связи при $R_f = 3$ бит/сек/Гц имеем $N_I \approx 8400$ ($FT = 16800$).

Отметим, что с повышением требований к надежности приема сообщений в системе связи (с уменьшением допустимого значения P_{ser}) количество битов в пакете,

передаваемом сигналами, входящими в оптимальный ПСАС, и нормированная длительность сигналов также увеличиваются. Кроме того, из (6) и графиков рис. 2 следует, что, допуская большую величину энергетических потерь $\Delta\rho$ проектируемой системы связи по отношению к системе, «идеальной» по Шеннону, возможно, сохранив требуемую надежность связи, существенно сократить длину пакета битов, передаваемых сигналами, входящими в оптимальный ПСАС. Так, например, если при $P_{ser} = 10^{-7}$ в системе связи вместо энергетических потерь $\Delta\rho = 0,5$ дБ допустить потери $\Delta\rho = 1$ дБ (или $\Delta\rho = 1,5$ дБ), то длина пакетов битов, передаваемых одним сигналом оптимального АС существенно уменьшится, в 4,6 (или в 14 раз). Следует отметить, что при сокращении длины передаваемых пакетов, надежность приема которых удовлетворяет заданным требованиям, существенно упрощается техническая реализация системы связи, создаваемой для передачи сообщений.

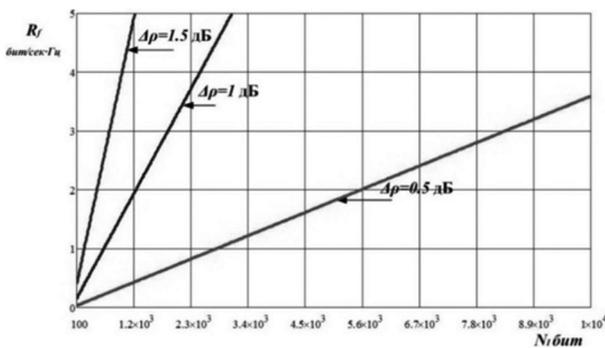


Рис. 2. Зависимость N_1 – количества информационных бит, передаваемых одним сигналом ПСАС, от R_f при разных значениях энергетических потерь $\Delta\rho$ (дБ)

Выше были рассмотрены вопросы, связанные с выбором системных параметров сигналов оптимального ПСАС, который должен обеспечить заданную надежность приема в «идеальной» системе Шеннона. Важно иметь в виду, что, как показано в [8], при использовании для передачи сообщений оптимальных ПСАС применение помехоустойчивого кодирования для обеспечения высокой надежности приема сообщений оказывается нецелесообразным.

Сравнение систем связи стандарта DVB-S2 с системами, в которых могут применяться оптимальные АС

В данном разделе обсуждаются вопросы, связанные с возможностью совершенствования стандарта для систем DVB-S2 в части, касающейся выбора параметров модуляции сигналов, передаваемых по каналу связи, и помехоустойчивых кодов.

Выполненный в [1] анализ позволяет отметить следующие недостатки систем спутниковой связи, создаваемых на основе стандарта DVB-S2. Основным недостаток этих систем, как, впрочем, и многих других современных систем связи, является то, что в них для передачи сигналов по каналу связи с удельной скоростью R_f применяются двумерные сигналы, такие, как M-QAM (M-позиционная амплитудно-квадратурная модуляция), M-APSK (M-позиционная амплитудно-фазовая модуляция) и иногда M-HEX (M-позиционная гексоганальная модуляция). При низких скоростях передачи сообщений

применяются также M-позиционные ортогональные или биортогональные сигналы, а также перестановочная модуляция [8]. Для M-позиционных двумерных сигналов $R_f = \log_2(M)$. В системах связи, в которых такие сигналы используются, значение R_f может достигать до 12 бит/сек/Гц. Ансамбль двумерных сигналов часто представляется на двумерной сигнальной диаграмме, на которой каждому из M входящих в АС сигналов соответствует одна сигнальная точка (CT_s).

Важным обстоятельством, делающим применение двумерных сигналов в системах связи нерациональным, является то, что при ограниченной средней мощности сигналов евклидово расстояние между соседними CT_s , соответствующими соседним сигналам многомерного оптимального АС [8], при увеличении M уменьшается. Так как прием сигналов осуществляется в условиях действия гауссовского шума, который изменяет координаты каждой CT_s , то при уменьшении расстояния между CT_s уменьшается также и зона правильного приема. Если смещение координат CT_s из-за действия шума не приводит к тому, чтобы CT_s вышла из этой зоны, то при демодуляции сигнала ошибка не происходит.

При использовании двумерных сигналов увеличить размер зоны правильного приема (и повысить помехоустойчивость приема при демодуляции сигналов) можно только, повышая уровень сигнала, поступающего на вход приемника. Однако, это увеличивает энергетические потери системы связи с двумерными сигналами по отношению к «идеальной» системе Шеннона.

Поэтому разработчики современных системах связи не стремятся к достижению высокой надежности приема при демодуляции сигналов. В разделе 2 статьи [1] было показано, что в CCC, создаваемых согласно DVB-S2, вероятность ошибочного приема сигналов на выходе демодулятора составляет величину $10^{-2} \leq p_{mod} \leq 0,2$. При столь значительной величине p_{mod} снижается пропускная способность дискретного канала связи, равная, как известно [4], $C_m = 1 - p_{mod} \log_2(p_{mod}) - (1 - p_{mod}) \times \log_2(1 - p_{mod})$. Это снижает предельную скорость передачи сообщений по дискретному каналу. Кроме того, для того, чтобы исправить большое количество ошибок, возникающих при демодуляции сигналов, становится необходимым применять помехоустойчивые коды, содержащие не только информационные символы, но и значительное количество проверочных, которые вносятся в кодовые комбинации для исправления возникающих в них ошибок. Эффективные помехоустойчивые коды должны иметь, как установлено Шенноном [4], большую длину. Конструкции длинных эффективных кодов достаточно сложны и их демодуляция требует выполнения большого количества операций. Так, например, при декодировании кодов LDPC, которые в соответствии со стандартом [2] используются в системах спутниковой связи, применяют до 50 итераций.

Следует подчеркнуть, что эффективность системы связи определяется не только ее спектральной и энергетической эффективностью, но и сложностью обработки сигналов при формировании информационной последовательности, которая поступает на выход системы. Сложность обработки непосредственно связана с длительностью принимаемых сообщений. В спутниковых системах, создаваемых в соответствии со стандартом

DVB-S2, длительность обработки принимаемых сообщений (измеряемая в количестве обрабатываемых при декодировании двоичных символов) во всех режимах работы не зависит от количества информационных символов, которые должны быть переданы по каналу связи. Эта длительность весьма значительна и составляет $N_{LDSP} = 64800$ или 16200 бит.

Представляется нерациональным, что в CCC, созданной по стандарту DVB-S2, в режиме, в котором $R_c=1/4$, при декодировании принятой последовательности символов отбрасываются три четверти двоичных символов, на передачу которых была затрачена энергия. Это, естественно, снижает энергетическую эффективность системы связи. Заявления, которые нередко делаются в ряде современных работ о том, что рекомендуемые в них коды, позволяют достичь предела Шеннона по энергетической эффективности, носят рекламный характер. Как показано в разделе 1 статьи [1], реальные энергетические потери спутниковых систем, создаваемых в соответствии со стандартом DVB-S2 на 2...3 дБ превышают те, которые в этом стандарте объявлены. Реализация системы CCC стандарта DVB-S2 усложняется также из-за того, что в ней предусмотрено значительное количество режимов ее работы (29 режимов).

Рассмотрим возможности применения многомерных сигналов для создания систем спутниковой связи. Отметим, что в системах при передаче каждой кодовой комбинации кода LDPC, имеющего длину N_{LDPC} двоичных символов, в канал связи передаются $N_S = (N_{LDPC} R_f)$ двумерных сигналов, если для передачи сообщений применяются M -позиционные сигналы, каждый из которых является носителем $R_f = \log_2(M)$ двоичных знаков. Таким образом, на передающем конце линии связи при формировании последовательность из N_{LDPC} двоичных символов разбивается на N_S последовательностей, имеющих длину R_f двоичных символов, и двоичное число, имеющее R_f разрядов, поступает на вход модулятора, определяя тот сигнал, который соответствует номеру определенной CT_s на сигнальной диаграмме.

Так как каждый передаваемый символ является двумерным, то сигнал, состоящий из N_S таких символов, может рассматриваться как $2N_S$ -мерный. Во всех современных системах связи процесс модуляции каждого двумерного символа осуществляется независимо от остальных, при этом конкретный передаваемый символ (сигнальная точка на сигнальной диаграмме) определяется своим номером, состоящим из небольшого количества (R_f) двоичных символов. Именно с этим связано то, что расстояние между любыми двумя разными $2N_S$ -мерными сигналами в современных системах связи не отличаются от минимального расстояния между двумя разными символами, принадлежащими одному и тому же двумерному сигналу.

Однако, в отличие от систем связи, в которых применяются двумерные сигналы, в системе, использующей многомерные сигналы, сигнальные точки расположены на поверхности N -мерной сферы. Их координаты - значения амплитуд ($A_i, i=1...N$) всех ЭОС, должны быть выбраны так, чтобы выполнялось условие $\sum_{i=1}^N A_i^2 = \text{const}$. Шеннон показал [4], что для таких АС минимальное расстояние между соседними CT_s , соответствующими принимаемым сигналам, принадлежащим

оптимальному N -мерному АС, с ростом $N = 2(FT)$ увеличивается по закону

$$d_{\min} = 2(\sqrt{(FT)P_s}) \cdot \sin(0,5\Delta\varphi_1), \quad (7)$$

где P_s – средняя мощность сигнала, поступающего на вход демодулятора, а $\Delta\varphi_1$ – параметр, связанный с R_f – удельной скоростью передачи сообщений, связанной с параметром $\Delta\varphi_1$, как показано в [4], соотношением $R_f(\Delta\varphi_1) = 2\log_2[1/\sin(0,5\Delta\varphi_1)]$.

Из (7) следует, что в отличие от традиционных двумерных сигналов, в которых для увеличения d_{\min} необходимо повышать уровень сигнала на входе демодулятора, при использовании N -мерных ПСАС параметр d_{\min} может быть увеличен при ограниченной средней мощности принимаемого сигнала ($P_s = \text{const}$), если параметр N выбран достаточно большим ($N \gg 1$). Величины A_i могут принимать, как положительные и отрицательные значения, зависящие только от двух величин: значения N и параметра $\Delta\varphi_1$ (рад).

На рис. 3 представлены зависимости $R_f(\Delta\varphi_1)$ [6, 8]. Приведенная на рис. 3 зависимость позволяет при заданном значении R_f найти значения $\Delta\varphi_1$ и N , которые определяют алгоритм вычисления всех значений A_i для m -го сигнала – одного из $M = 2^{(FT)R_f}$ ($1 \leq m \leq M$) сигналов, принадлежащих оптимальному АС. Эти значения используются для формирования m -го сигнала путем амплитудной модуляции всех N элементарных ортогональных сигналов [5-8], из которых состоит оптимальный ПСАС.

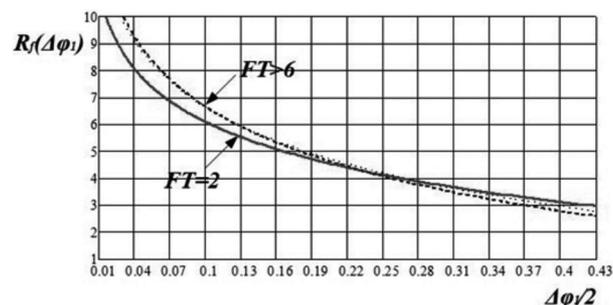


Рис. 3. Зависимости R_f – удельной скорости передачи сообщений, от $\Delta\varphi_1$

В [8] получена формула $\mu(R_f, N) = 10\lg(d_{\min}^2/d_{QAM}^2)$, в которой d_{\min}^2 определяется в (7), а $d_{QAM}^2 = (\frac{6P_s}{2^{R_f-1}})$ – квадрат минимального расстояния между сигнальными точками двумерных сигналов QAM. Коэффициент $\mu(R_f, N)$ определяет тот энергетический выигрыш, который может быть получен, если в системе связи вместо двумерных сигналов QAM применить сигналы оптимального N -мерного ПСАС. Зависимость этого выигрыша от (FT) при одинаковых значениях параметра R_f для N -мерного АС и сигналов QAM и приведена на рис. 4.

Из графиков, представленных на рис. 4, видно, что при достаточно больших значениях (FT) энергетический выигрыш от применения в системах связи N -мерных ПСАС вместо двумерных сигналов может быть весьма значителен. Как видно из рис. 4, при $R_f \leq 6$ бит/сек·Гц он может составить более 13 дБ, если $(FT) = N/2 \geq 30$. С увеличением N энергетический выигрыш увеличивается. Значительный выигрыш систем связи, в которых применяются ПСАС, позволяет обеспечить высокую надежность приема последовательности символов сообщения,

которые формируются на выходе демодулятора. Поэтому в системе связи, в которой применяются оптимальные ПСАС, отпадает необходимость, как показано в [7, 8], в применении помехоустойчивых кодов большой длительности для исправления ошибок, возникающих при демодуляции принятых сигналов.

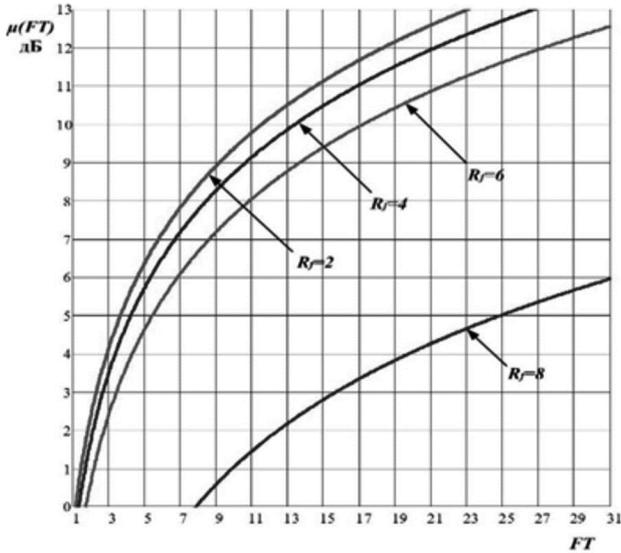


Рис. 4. Зависимость $\mu(R_f, N)$ от (FT) при разных значениях параметра R_f

Как уже отмечалось, такие коды снижают пропускную способность канала связи, усложняют систему связи, так как требуют применения весьма сложных в техническом отношении декодеров. Отметим также, что при декодировании кодов большой длительности, возникает значительная задержка при формировании информационных сообщений, поступающих на выход системы связи. Это может оказаться недопустимым, в тех случаях, когда система связи должна обеспечивать быструю и надежную передачу коротких пакетов информационных символов.

Определим длительность сигналов в системе спутниковой связи с оптимальным ПСАС, имеющей ту же надежность передачи сообщений с надежностью, которая обеспечивается в системе, построенной в соответствии со стандартом [2]. Режимы работы такой системы определяются единственным параметром R_f – удельной скоростью передачи сообщений. Значение R_f может лежать в интервале $R_{fmin} \leq R_f \leq R_{fmax}$, где R_{fmin} и R_{fmax} определяются режимами работы системы связи стандарта DVB-S2 [2].

Как следует из формулы (12) статьи [1] допустимая вероятность ошибочного приема одного двоичного символа в системе спутниковой связи равна $p_b \cong P_k/N_k$, где $P_k = 10^{-7}$ – допустимая вероятность ошибки при приеме одного пакета данных, длиной 188 байт ($N_k = 1504$ бит). Если в системе спутниковой связи данные передаются с удельной скоростью, равной R_f , и каждый из сигналов оптимального АС является переносчиком N_1 двоичных информационных символов, то система спутниковой связи должна быть спроектирована так, чтобы вероятность ошибки при демодуляции любого из сигналов оптимального АС не превышала значения

$$P_{ser} = 1 - (1 - P_k/N_k)^{N_1}. \quad (8)$$

Формула (8) следует из формулы (1) статьи [1], в которой приведен метод Л.М. Финка, устанавливающий соотношение между вероятностью правильного приема отдельных символов, входящих в последовательность, определяющую сигнал ПСАС, с вероятностью правильного приема этого сигнала.

При передаче сообщений в системе связи с удельной скоростью R_f предел Шеннона для отношения сигнал/шум на входе демодулятора в соответствии с (2) равен $\rho_s = (2^{R_f} - 1)$. Если в системе связи допустимы энергетические потери по отношению к «идеальной» системе Шеннона, равные $\Delta\rho$ дБ, то в такой системе на входе демодулятора требуется обеспечить отношение сигнал/шум, равное $\rho_{sd} = (2^{R_f} - 1) \cdot 10^{0,1\Delta\rho}$. При этом соотношение между R_f и N_1 будет иметь, с учетом (6), следующий вид:

$$R_f = \frac{(10^{0,1\Delta\rho} - 1)^2 N_1}{2 \ln\{1/[1 - (1 - P_k/N_k)^{N_1}]\}}. \quad (9)$$

На рис. 5 представлены зависимости R_f от N_1 при $P_k = 10^{-7}$, $N_k = 1504$ и $\Delta\rho = 0,5$ и 1 дБ. Эти зависимости позволяют для каждого значения R_f определить длину последовательности двоичных знаков, которая передается каждым сигналом оптимального ПСАС, если энергетические потери создаваемой системы связи относительно «идеальной» системы Шеннона равны $\Delta\rho = 0,5$ или 1 дБ.

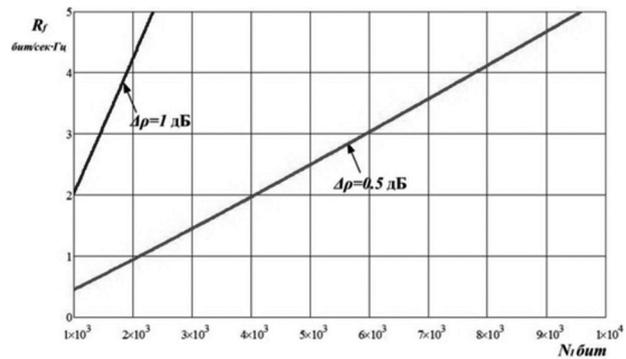


Рис. 5. Зависимости R_f от N_1 при $P_k = 10^{-7}$, $N_k = 1504$ и $\Delta\rho = 0,5$ и 1 дБ

Если, например, $\Delta\rho = 0,5$ дБ и $R_f = 0,5$ бит/сек/Гц, то длина передаваемой двоичной информационной последовательности, которая будет передана с требуемой надежностью по каналу связи, равна, как видно из рис. 5, $N_1 = 1000$ бит.

Отметим, что в системах, создаваемых по стандарту [2], самая малая длина декодируемой последовательности символов составляет $N_{LDSP} = 16000$ бит, а наиболее часто в них используется режим, когда $N_{LDPC} = 64800$ бит, т.е. применение оптимальных ПСАС позволяет уменьшить длину обрабатываемого в приемнике системы связи сигнала минимум в 16 раз. В случае, когда $\Delta\rho = 0,5$ дБ и $R_f = 5$ бит/сек/Гц, из зависимостей на рис. 5 видно, что $N_1 = 9500$ бит, что в полтора раза меньше длины самого короткого кода LDPC и почти в 9 раз меньше длины длинного кода LDPC из стандарта [2]. Если принять, что в создаваемой системе связи допустимы энергетические потери относительно предела Шеннона, равные, $\Delta\rho = 1,5$ дБ, то длина N_1 последовательности символов, передаваемых сигналами оптимального ПСАС, сокра-

Таблица 1. Параметры оптимального ПСАС при разных значениях R_f

R_f бит/сек·Гц	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
$0,5 \cdot \Delta\varphi_1$ (рад)	0,999	0,785	0,637	0,524	0,434	0,361	0,302	0,253	0,212	0,178
ρ_s дБ	-3,83	0	2,62	4,77	6,68	8,45	10,14	11,76	13,35	14,92
$\Delta\rho = 0,5$ дБ	N_I бит	1000	2050	3000	4000	5000	6000	6900	7800	8500
	(FT)	2000	2050	2000	2000	2000	2000	1971	1950	1733
$\Delta\rho = 1,5$ дБ	N_I бит	280	500	720	1000	1250	1500	1650	1800	2100
	(FT)	560	500	480	500	500	500	472	450	467

Таблица 2. Параметры CCC стандарта DVB-S2

R_f бит/сек·Гц	2		3		4		5	
R_c	3/4	9/10	3/4	9/10	3/4	9/10	3/4	9/10
R_θ бит/сек·Гц	1,5	1,8	2,43	2,68	3	3,5	3,7	4,45
ρ_{DVB-S2} дБ	4,03	6,42	7,9	10,98	10,21	13,13	12,73	16,05
$\Delta\rho$ дБ	1,47	2,52	2,25	3,66	1,88	2,78	1,94	2,86

щается по сравнению с их длиной при $\Delta\rho = 0,5$ дБ почти в четыре раза.

Таким образом, применение в спутниковых системах связи оптимальных многомерных ПСАС позволяет существенно сократить длину передаваемых информационных последовательностей и, следовательно, уменьшить задержку между моментом передачи сообщений и моментом их появления на выходе системы связи, обеспечивая при этом высокую надежность приема сообщений. Это может иметь особое значение в том случае, если система создается специально для передачи с высокой надежностью коротких сообщений.

В табл. 1 с помощью приведенных выше формул рассчитаны основные параметры систем связи с многомерными ПСАС. В этих системах, как и в CCC стандарта DVB-S2 [2], сообщения могут передаваться с удельной скоростью $R_f = 0,5 \dots 5$ бит/сек/Гц. Изменяя в системе с ПСАС только один параметр – скорость передачи сообщений в указанном выше интервале с шагом $\Delta R_f = 0,5$ бит/сек·Гц, можно в ней реализовать 10 разных режимов работы.

В табл. 1 приведены также данные о нормированной длине многомерных сигналов $(FT) = N_I / R_f$. Из этой таблицы видно, что $(FT) \approx 2000$ при $\Delta\rho = 0,5$ дБ, и $(FT) \approx 500$ при $\Delta\rho = 1$ дБ, т.е. с увеличением допустимых энергетических потерь в рассматриваемом случае можно почти в четыре раза уменьшить длину сигналов в оптимальном ПСАС.

Для сравнения систем связи с оптимальными ПСАС и CCC стандарта DVB-S2 [2], приведем табл. 2, составленную на основе данных о параметрах CCC, представленных в табл. 6 и 7 из [1].

В данной таблице приведены данные о параметрах R_f , R_c , R_θ и $\Delta\rho$, смысл которых пояснялся выше, а также данные об отношении сигнал/шум (ρ_{DVB-S2}) на входе демодулятора в CCC стандарта DVB-S2, при котором обеспечивается требуемая надежность связи. Данные приведены только для значений $R_c = 3/4$ и $9/10$, когда спектральная эффективность CCC составляет $\mu_s = 3/4$ и $\mu_s = 0,9$. Эта эффективность оказывается, соответственно, на 25 % и на 10 % меньше той, которая обеспечивается в системе ПСАС при удельной скорости передачи сообщений, равной $R_f = 2, 3, 4$ и 5 бит/сек·Гц.

Энергетические потери $\Delta\rho$ систем CCC стандарта DVB-S2 по отношению к «идеальной» системе Шеннона, при $\mu_s = 0,9$ составляют от 2,52 до 3,66 дБ, что существенно больше, чем в системе с ПСАС, в которой, как это видно из табл. 1, энергетические потери $\Delta\rho$ при $\mu_s = 1$ составляют $\Delta\rho = 0,5$ или $1,5$ дБ.

Кроме того, из этой таблицы видно, что максимальная длина сигналов ПСАС, определяемая количеством переносимых каждым сигналом бит, составляет при $R_f = 5$ бит/сек·Гц максимум $N_I = 9500$ бит, если $\Delta\rho = 0,5$ дБ, и $N_I = 2300$ бит, если $\Delta\rho = 1,5$ дБ. При $R_f \leq 5$ бит/сек·Гц эта длина может быть существенно меньше. Отметим, что в CCC стандарта DVB-S2 для всех режимов работы длина кодовой комбинации кода LDPC существенно больше и равна $N_I = 64000$ или 16000 бит.

Таким образом, выполненное исследование указывает на целесообразность применения ПСАС в системах связи и доработки стандарта [1] в части, касающейся методов передачи сигналов и сообщений.

Заключение

Выполненное в данной работе исследование показало, что по своим характеристикам системы спутниковой связи, использующие для передачи сообщений многомерные ПСАС, существенно превосходят системы, создаваемые в соответствии со стандартом [2]. Они обеспечивают высокую достоверность приема переданных сообщений с максимально возможной спектральной и энергетической эффективностью.

Кроме того, они более просты в технической реализации по сравнению с CCC стандарта DVB-S2. Применение многомерных ПСАС упрощает также реализацию разных режимов работы, позволяющих адаптировать передачу сообщений с высокой надежностью к возможным изменениям условий распространения радиоволн в канале спутниковой связи. Это связано с тем, что в системах с ПСАС нет необходимости применения помехоустойчивых кодов большой длины и весьма сложных декодеров.

Следует также отметить, что в системах с ПСАС длина передаваемых сигналов существенно меньше, чем длина кодовых комбинаций в CCC стандарта DVB-S2. Поэтому применение систем связи с ПСАС особенно при-

влекательно в тех случаях, когда необходимо передавать короткие информационные сообщения и время передачи должно быть минимально возможным.

Литература

1. Быховский М.А. Анализ международного стандарта DVB-S2, определяющего параметры современных систем спутниковой связи. Цифровая обработка сигналов. № 1, 2020

2. European standard. ETSI EN 302 307-1 V1.4.1 (2014-11). 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 1: DVB-S2

3. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М.: Мир, 1976

4. Shannon C. Probability of error for optimal codes in Gaussian channel. Bell System Techn. J., May, 1959. (Пере-

вод на русский язык статьи «Вероятность ошибки для оптимальных кодов в гауссовском канале», опубликована в книге Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Из-во иностранной литературы // Под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова, 1963

5. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи цифровых сообщений (Часть 1). Цифровая обработка сигналов. № 1, 2018

6. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи цифровых сообщений (Часть 2). Цифровая обработка сигналов. № 2, 2018

7. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи цифровых сообщений (Часть 3). Цифровая обработка сигналов. № 2, 2018

8. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. М.: Техносфера, 2018

9. Прокис Дж. Цифровая связь.//Перевод с английского под ред. Д.Д. Кловского.//М.: Советское радио, 2000.