

АНАЛИЗ МЕЖДУНАРОДНОГО СТАНДАРТА DVB-S2, ОПРЕДЕЛЯЮЩЕГО ПАРАМЕТРЫ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

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

ANALYSIS OF THE INTERNATIONAL STANDARD DVB-S2, DEFINING PARAMETERS MODERN SATELLITE COMMUNICATIONS SYSTEMS

Bykhovskiy M.A.

In this paper, we analyze the DVB-S2 standard, on the basis of which satellite communication systems (SCS) are currently being created. A theoretical method for determining the reception quality of communication systems built according to the DVB-S2 standard is presented. The article provides a comparison of the noise immunity estimates of the reception of SCS systems obtained by the method of statistical modeling given in the DVB-S2 standard with those obtained on the basis of theoretical analysis. The comparison showed that the results of theoretical analysis are close to those obtained by statistical modeling.

Thus, the proposed theoretical research method makes it possible to obtain analytical formulas that determine the dependence of the reliability of receiving messages in satellite communication systems on their system parameters (on the modulation parameters of the transmitted signals, the type and parameters of the codes used in the SCS).

The next part of the article presents the results of a study of the possibilities of using optimal multidimensional surface-spherical signal ensembles. These results showed that systems in which multidimensional signals are used to transmit messages in their characteristics are significantly superior to systems created in accordance with the standard DVB-S2.

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

Ключевые слова: спутниковая связь, методы передачи сигналов, спектральная и энергетическая эффективность, кодирование сообщений.

Введение

Международные стандарты современных радиосистем связи создавались на основе результатов теории связи, в которой исследовались методы модуляции, предназначенные для передачи сигналов по каналам связи, а также помехоустойчивые коды, используемые для повышения помехоустойчивости приема сообщений. В настоящее время параметры современных систем спутникового и наземного ТВ вещания определяются во многом схожими стандартами DVB-S2 [1...3] и DVB-T2 [4]. В этих системах для повышения надежности связи применяются низкоплотностные коды (коды LDPC) [5], кодовые комбинации которых имеют большую длину ($N_b = 16000$ или 64000 бит). В этих системах предусмотрено множество возможных режимов работы. В этих режимах используются двумерные ансамбли сигналов (АС), позволяющие передавать сообщения с разной удельной скоростью (R_f), и коды LDPC, имеющие разную кодую скорость (R_{LDPC}). В системе DVB-S2 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 составляет $R_c = 1/4, 3/4, \dots, 5/6, \dots, 9/10$; в системе DVB-T2 применяются сигналы с 4-QAM ($R_f = 2$), 16-QAM ($R_f = 4$), 64-QAM ($R_f = 6$) и 256-QAM ($R_f = 8$) бит/сек·Гц, а кодовая скорость может составлять $R_c = 1/2, 1/3, \dots, 5/6$.

Отметим важный недостаток применения в системах связи двумерных сигналов. Вероятность возникновения ошибочно принятых символов на выходе спутниковой

Дан анализ стандарта DVB-S2, на основе которого в настоящее время создаются системы спутниковой связи (ССС). Представлен теоретический метод определения качества приема систем связи, построенных по стандарту DVB-S2. Приведено сравнение оценок помехоустойчивости приема систем СССР в стандарте DVB-S2, полученных методом статистического моделирования, с теми, которые получены на основе теоретического анализа. Сравнение показало, что результаты теоретического анализа близки к полученным методом статистического моделирования.

Показано, что предложенный теоретический метод исследования дает возможность получить аналитические формулы, определяющие зависимости надежности приема сообщений в спутниковых системах связи от их системных параметров (от параметров модуляции передаваемых сигналов, вида и параметров кодов, используемых в СССР).

Изложены результаты исследования возможностей применения оптимальных многомерных поверхностно-сферических АС. Эти результаты показали, что системы, в которых для передачи сообщений применяются многомерные сигналы, по своим характеристикам существенно превосходят системы, создаваемые в соответствии со стандартом DVB-S2.

системы связи (ССС) должна быть весьма незначительной, так как в ней требуется обеспечить весьма высокую надежность приема передаваемых сообщений. Если при передаче сообщений помехоустойчивый код не используется, то высокая надежность приема сообщений должна обеспечиваться в демодуляторе приемника, на выходе которого должна формироваться копия двоичной последовательности символов, поступающих на передающем конце линии связи на вход модулятора. Однако, применяя двумерные сигналы, высокую надеж-

ность приема можно обеспечить, только повышая уровень сигнала, поступающего на вход приемника, а следовательно, применяя достаточно мощные передатчики, а также приемные и передающие антенны с высоким коэффициентом усиления. Повышение энергетики линии за счет применения в транспондере (ТРСД) мощных передатчиков и таких антенн приводит в ССС к существенному снижению их экономической эффективности, так как имеются большие ограничения на вес, габариты и мощность радиооборудования, которое можно разместить в спутнике, запускаемом на орбиту Земли. Энергетику ССС на трассе ТРСД→Земля можно снизить, если допустить, чтобы на выходе демодулятора надежность приема переданных символов не была бы высокой.

Чтобы обеспечить высокую надежность приема сообщений, которые будет получать пользователь системы спутниковой связи, оказывается необходимым применять в ней помехоустойчивые коды, в состав которых наряду с информационными символами входят и ряд избыточных (проверочных). Такие коды должны исправлять те ошибки, которые возникли на выходе демодулятора при обработке принимаемых сигналов. Эти коды, как правило, должны иметь весьма большую длину и их декодер является весьма сложным устройством. Существенным недостатком применения помехоустойчивых кодов является то, что наряду с информационными символами по каналу связи необходимо передавать также и избыточные. Это, во-первых, снижает скорость передачи сообщений, а во-вторых, при этом энергетика линии связи расходуется не только на передачу информационных символов, но и избыточных.

Важно отметить, что эффективные системы связи могут быть созданы без использования в них двумерных сигналов и помехоустойчивых кодов. В работах Шеннона [6, 7] показано, что при передаче сообщений возможно обеспечить, в принципе, абсолютную надежность связи (прием сообщений без ошибок), если скорость передачи меньше так называемой пропускной способности канала связи, которая определяется только отношением сигнал/шум на входе демодулятора. Шеннон установил, что для достижения абсолютной надежности приема переданных сообщений целесообразно применять [7] сигналы, имеющие весьма значительную длину. Он показал, что для передачи сообщений должны использоваться оптимальные многомерные (N -мерные сигналы). Значение N равно $N = \text{int}[2(FT)]$, где (FT) – нормированная длительность сигналов, входящих в АС, F – полоса частот канала связи, T – длительность сигналов, входящих в оптимальный ансамбль сигналов (АС), а $\text{int}(x)$ – целая часть числа x .

Шеннон определил минимально необходимое отношение сигнал/шум (ρ_s), которое должно быть обеспечено на входе демодулятора, для того, чтобы по каналу связи с абсолютной надежностью (безошибочно) можно было бы передавать сообщения с удельной скоростью (скоростью передачи сообщений, отнесенной к полной полосе частот канала связи, или, что тоже самое, со спектральной эффективностью), равной R_f бит/сек·Гц. Величину ρ_s называют пределом Шеннона. В системе связи с рационально выбранными параметрами, в которой

обеспечивается спектральная эффективность R_f , отношение сигнал/шум на входе демодулятора (ρ_{dm}) не должно существенно отличаться от ρ_s , разность $\Delta\rho = (\rho_{dm} - \rho_s)$ дБ определяет для любой системы связи ее энергетические потери относительно «идеальной» системы Шеннона.

Следует отметить, что в работах Шеннона не рассматривались вопросы, связанные с построением конкретных оптимальных АС и выбором их нормированной длительности. Эти вопросы рассмотрены в ряде статей автора данной статьи, а также в книге [8], в которой показано, что в оптимальной системе связи, энергетика которой лишь незначительно превышает предел Шеннона, нет необходимости в применении сложных помехоустойчивых кодов с большим количеством избыточных символов.

Целью данной работы является анализ стандарта DVB-S2. Кроме того, в ней представлен аналитический метод, позволяющий получить достаточно точные оценки вероятности ошибки при приеме сообщений в системах связи, в которых используются разные режимы работы и разные методы кодирования. Эффективность применения этого метода проиллюстрирована на примере стандарта DVB-S2, в котором приведены оценки вероятности ошибки, полученные эмпирическим методом математического моделирования.

В следующей статье [9] результаты данной работы будут использованы при исследовании возможности совершенствования систем спутниковой связи, в которых для передачи сообщений применяются оптимальные многомерные ансамбли сигналов. В ней также будет дано сравнение характеристик таких систем с характеристиками систем связи, построенными на основе стандарта DVB-S2.

Анализ системных параметров спутниковой связи, создаваемых по стандарту DVB-S2

В ССС, созданной по данному стандарту предусмотрен большой набор режимов работы. Их выбор зависит вида предоставляемых в ССС услуг, а также от уровня сигнала, который может быть обеспечен на входе демодулятора в приемнике сигналов. Отметим, что ССС, построенные по стандарту DVB-S2, могут использоваться не только для передачи сигналов ТВ вещания, но и для надежной передачи в цифровом виде любой информации, в том числе IP потоков данных.

Уровень сигнала, входящего на вход приемника, определяется условиями распространения радиоволн. В те периоды времени, когда на трассе происходит дополнительное ослабление этого уровня (например, из-за дождя), возникает необходимость изменения режима работы системы связи. Режим работы ССС определяет вид модуляции передаваемых сигналов и параметры применяемого кода LDPC, определяющие его способность исправлять ошибки. В стандарте предусмотрена возможность изменения в значительных пределах кодовой скорости этого кода (RLDPC). Возможные сочетания RLDPC и видов модуляции в ССС представлены в табл. 1. Отметим, что при плохих условиях распространения радиоволн, когда отношение сигнал/шум на входе

Таблица 1. Возможные сочетания R_{LDPC} и видов модуляции в ССС

R_{LDPC}	1/4	1/3	2/5	1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
QPSK	+										
8-PSK	-				+						
16-APSK	-					+					
32-APSK	-						+				

демодулятора $\rho_s < 1$ (мощность полезного сигнала меньше мощности шума), для передачи сообщений применяются сигналы QPSK и коды LDPC с небольшой кодовой скоростью – $R_{LDPC} = 1/4, 1/3$ и $2/5$.

Если уровень сигнала, измерения которого осуществляются в приемнике, достаточно высок, то в ССС применяются сигналы с высокой спектральной эффективностью и коды LDPC с высокой кодовой скоростью. Как следует из табл. 1 в стандарте DVB-S2 предусмотрено применение 29 разных режимов работы.

На рис. 1 представлена упрощенная блок-схема системы передачи информационных сообщений в ССС, построенной в соответствии со стандартом DVB-S2.



Рис. 1. Упрощенная схема передачи сигналов в спутниковой системе связи стандарта DVB-S2

На вход ССС, как показано на рис. 1, поступает последовательность информационных символов, которые кодируются кодом БЧХ. Кодовые комбинации с выхода кодера БЧХ поступают на вход кодера LDPC, на выходе которого, в зависимости от выбранного режима кодирования, формируются кодовые комбинации, длина которых равна $N_{LDPC} = 64800$ или $N_{LDPC} = 16200$ двоичных символов. Отметим, что коды БЧХ и LDPC образуют каскадный код, в котором внешним кодом является код БЧХ, а внутренним кодом – код LDPC.

Последовательность двоичных символов с выхода кодера LDPC поступает на вход перемежителя (ПЕРМ). В этом устройстве эта последовательность записывается в ячейки матричной памяти каскадного кода. С выхода ПЕРМ последовательность двоичных символов поступает на модулятор (МОД), а с выхода МОД на вход передатчика (ПЕР-К), в котором осуществляется усиление сигнала. Далее через передающую антенну сигнал поступает в канал связи.

После прохождения канала связи сигнал поступает на вход приемника (ПР-К), в котором он усиливается и подается на вход демодулятора (ДЕМ). В ДЕМ осуществляется формирование последовательности двоичных символов, подобной той, которая поступала на вход МОД на передающем конце линии связи. В этой последовательности ряд символов из-за действия шумов на входе приемника могут быть приняты с ошибкой, и они подлежат исправлению. Отметим, что на выходе ДЕМ возможно возникновение пачек ошибок. Ошибки могут группироваться в пакеты, т.е. быть коррелированными. К выходу

ДЕМ подключен деперемежитель (ДПЕРМ), в котором над последовательностью двоичных символов осуществляются операции, обратные тем, которые были выполнены над последовательностью символов, поступивших на вход ПЕРМ с выхода кодера LDPC. Назначением ДПЕРМ является декорреляция ошибок, возникших при демодуляции принятого сигнала. С выхода ДПЕРМ на вход декодера LDPC поступает последовательность символов, подобная той, которая была сформирована в кодере LDPC на приемном конце линии связи.

В декодере кода LDPC осуществляется исправление части ошибок и формируется последовательность, подобная той, которая была сформирована выходе кодера БЧХ, при этом часть избыточных символов удаляется. В этой последовательности также могут оказаться ошибочными небольшая часть символов. Параметры кода БЧХ выбраны так, что, как это видно из табл. 2 и табл. 3, в декодере БЧХ могут быть исправлены до 12 ошибок, оставшихся после обработки принятого сигнала в декодере LDPC. На выходе декодера БЧХ формируется копия информационной последовательности символов, которая поступила на вход системы связи. При этом все избыточные символы удаляются.

Таблица 2. Параметры каскадного кода в стандарте DVB-S2 для $N_{LDPC} = 16\ 200$

№	R_{LDPC}	$k_{БЧХ}$	$N_{БЧХ}$	$t_{БЧХ}$	N_{LDPC}
1	1/4	16 008	16 200	12	64800
2	1/3	21 408	21 600		
3	2/5	25 728	25 920		
4	1/2	32 208	32 400		
5	3/5	38 688	38 880		
6	2/3	43 040	43 200		
7	3/4	48 408	48 600		
8	4/5	51 648	51 840		
9	5/6	53 840	54 000		
10	8/9	57 472	57 600		
11	9/10	58 192	58 320		

Отметим, что вопросы, связанные с синхронизацией сигналов в данной ССС, структурой кадров и ряд других, которые описаны в [1], в данной работе не затрагиваются. Они решаются в спутниковых системах связи стандартными методами.

В ССС используются коды LDPC. Длина кодов LDPC равна $N_{LDPC} = 64800$ или $N_{LDPC} = 16200$, а параметры каскадного кода для этих значений NLDPC приведены в табл. 2 и табл. 3.

Кодовая скорость кода для разных режимов работы указана в первом столбце табл. 2 и табл. 3. В зависимости от значений R_{LDPC} , указанных в столбце 1 этих таблиц, в кодере БЧХ формируется кодовая комбинация, длиной $N_{БЧХ}$, содержащая $k_{БЧХ}$ информационных

символов. Из этих таблиц видно, что кодовая скорость данного кода $R_{БЧХ} = (k_{БЧХ}/N_{БЧХ})$ весьма близка к 1 ($0,988 \leq R_{БЧХ} \leq 0,998$ для $N_{LDPC} = 64800$ и $0,948 \leq R_{БЧХ} \leq 0,988$ для $N_{LDPC} = 16200$), т.е. $k_{БЧХ} \approx N_{БЧХ} = N_{LDPC} R_{LDPC}$. Код БЧХ позволяет исправить в кодовой комбинации то количество ошибок, которое указано в столбце 4 этих таблиц.

Таблица 3. Параметры каскадного кода в стандарте DVB-S2 для $N_{LDPC} = 64\ 800$

№	R_{LDPC}	$k_{БЧХ}$	$N_{БЧХ}$	$t_{БЧХ}$	N_{LDPC}
1	1/4	3072	4050	12	16200
2	1/3	5232	5400		
3	2/5	6312	6480		
4	1/2	7032	7200		
5	3/5	9552	9720		
6	2/3	10 632	10 800		
7	3/4	11 712	11 880		
8	4/5	12 432	12 600		
9	5/6	13 152	13 320		
10	8/9	14 232	14 400		

В табл. 4 указаны параметры каскадного кода, образованного с помощью кодов БЧХ и LDPC. В зависимости от режима работы матричная память для формирования этого кода имеет параметры (количество строк и столбцов, в которых расположены ячейки памяти), указанные в табл. 4.

Сигнальные точки созвездия 8-PSK расположены на одной окружности, а у созвездия 16-APSK – на двух окружностях. Если обозначить радиус внешней окружности R_1 , а внутренний R_2 , то табл. 5 приведен коэффициент $\gamma = R_1/R_2$, который, согласно стандарту DVB-S2, должен быть выбран для сигналов 16-APSK в зависимости от кодовой скорости R_{LDPC} . Для созвездия 32-APSK сигнальные точки расположены на трех окружностях: на внешней, радиуса R_1 , расположены 16 сигнальных точек; на средней, радиуса R_2 – 12 сигнальных точек, а на внутренней, радиуса R_3 – 4 сигнальные точки. В табл. 5 приведены значения коэффициентов $\gamma_1 = R_1/R_3$ и $\gamma_2 = R_2/R_3$, которые выбираются для разных режимов работы ССС в зависимости от кодовой скорости R_{LDPC} . В табл. 5 приведены также значения параметра $R_0 = (R_f R_{БЧХ} R_{LDPC})$ – удельной скорости передачи сообщений в системе связи, в которой применяется каскадное кодирование с кодами БЧХ и LDPC, имеющими разные режимы работы системы связи и разные кодовые скорости, указанные в табл. 2 и табл. 3.

Таблица 4. Параметры матрицы каскадного кода

№	Вид модуляции	Кол-во строк ($N_{LDPC}=64800$)	Кол-во строк ($N_{LDPC}=16200$)	Кол-во столбцов
1	8-PSK	21 600	5400	3
2	16-APSK	16 200	4050	4
3	32-APSK	12 960	3240	5

Запись бинарных символов каскадного кода в ячейки памяти этой матрицы осуществляется последовательно по столбцам, начиная с первого, а считывание – последовательно по строкам, начиная с первой.

В табл. 5 приведены параметры сигнальных созвездий для 16-APSK и 32-APSK.

Таблица 5. Параметры сигнальных созвездий для 16-APSK и 32-APSK

Вид модуляции	16-APSK		32-APSK			
	R_{LDPC}	R_0	γ	R_0	γ_1	γ_2
2/3		2,66	3,15	-	-	-
3/4		2,99	2,85	3,74	2,84	5,27
4/5		3,19	2,75	3,99	2,72	4,87
5/6		3,32	2,70	4,15	2,64	4,64
8/9		3,55	2,60	4,43	2,54	4,33
9/10		3,59	2,57	4,49	2,53	4,30

В соответствии со стандартом DVB-S2 на систему спутниковой связи, на ее выходе должен быть обеспечен квазибезошибочный прием сигналов. Критерием такого приема является обеспечение вероятности приема $P_k = 10^{-7}$ пакета данных, содержащего 188 байт (1504 бит). В нем также приведены данные о значениях отношения сигнал/шум (ρ_{DVB-S2} дБ), которые должны быть обеспечены на входе демодулятора сигналов для того, чтобы выполнялись указанные выше требования к качеству приема. Как отмечено в [1], эти значения относятся к случаю, когда применяется алгоритм «мягкого» декодирования кода LDPC, состоящий из 50 итераций. Такой алгоритм, как известно [10] (стр. 390-394), дает по сравнению с «жестким» энергетический выигрыш, равный 2 дБ. Эти значения, а также значения R_f и R_0 при разных режимах работы системы указаны в табл. 6 и табл. 7.

Прочерки в строках этих таблиц указывают на то, что в соответствии со стандартом отмеченные режимы не применяются. В табл. 6 и табл. 7 указаны также значения ρ_s (в дБ) – отношение сигнал/шум для соответствующих режимов работы на входе демодулятора (предела Шеннона), рассчитанные по формуле [6-8] $\rho_s = (2^{R_0} - 1)$, которая следует из формулы Шеннона для пропускной спо-

Таблица 6. Значения R_f и R_0 при разных режимах работы при использовании сигналов QPSK и 8-PSK

R_{LDPC}	1/4	1/3	2/5	1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
QPSK, $R_f=2$ бит/сек·Гц											
R_0	0,490	0,656	0,789	0,988	1,188	1,322	1,487	1,587	1,654	1,766	1,788
ρ_{DVB-S2} дБ	-2,35	-1,24	-0,30	1,00	2,23	3,10	4,03	4,68	5,18	6,20	6,42
ρ_s дБ	-3,93	-2,39	-1,38	0	1	1,75	2,56	3	3,3	3,8	3,9
$\Delta\rho$ дБ	1,6	1,2	1	1	1,23	1,35	1,47	1,68	1,88	2,4	2,52
8-PSK, $R_f=3$ бит/сек·Гц											
R_0	-	-	-	-	1,779	1,986	2,228	-	2,478	2,641	2,679
ρ_{DVB-S2} дБ	-	-	-	-	5,50	6,62	7,91	-	9,35	10,69	10,98
ρ_s дБ	-	-	-	-	3,86	4,7	5,66	-	6,6	7,2	7,32
$\Delta\rho$ дБ	-	-	-	-	1,64	1,92	2,25	-	2,75	3,49	3,66

Таблица 7. Значения R_f и R_0 при разных режимах работы при использовании сигналов 16-APSK и 32-APSK

R_{LDPC}	1/4	1/3	2/5	1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
16-APSK, $R_f=4$ бит/сек·Гц											
R_0	-	-	-	-	-	2,637	3	3,165	3,300	3,523	3,567
ρ_{DVB-S2} дБ	-	-	-	-	-	8,97	10,21	11,03	11,61	12,89	13,13
ρ_s дБ	-	-	-	-	-	7,17	8,33	9	9,47	10,21	10,35
$\Delta\rho$ дБ	-	-	-	-	-	1,8	1,88	2,03	2,14	2,68	2,78
32-APSK, $R_f=5$ бит/сек·Гц											
R_0	-	-	-	-	-	-	3,703	3,951	4,119	4,397	4,453
ρ_{DVB-S2} дБ	-	-	-	-	-	-	12,73	13,64	14,28	15,69	16,05
ρ_s дБ	-	-	-	-	-	-	10,79	11,6	12,14	13	13,19
$\Delta\rho$ дБ	-	-	-	-	-	-	1,94	2,04	2,14	2,69	2,86

способности канала связи. Эта формула учитывает, что система связи, в которой применяются для передачи сообщений оптимальные АС («идеальная» система Шеннона), должны иметь такую же спектральную эффективность (R_0), что и системы, созданные на основе стандарта DVB-S2. Отметим, что данная формула предполагает, что для передачи сигналов в системе связи применяются оптимальные АС, а использование помехоустойчивых кодов не предусматривается.

Сравнение величин ρ_{DVB-S2} и ρ_s , приведенных в табл. 6 и табл. 7, показывает, что энергетические потери $\Delta\rho = (\rho_{DVB-S2} - \rho_s)$ дБ спутниковых систем, создаваемых по стандарту DVB-S2 [4], относительно предела Шеннона зависят от кодовой скорости R_{LDPC} и при применении QPSK составляют от 1 до 1,5 дБ при $1/4 \leq R_{LDPC} \leq 3/4$; эти потери увеличиваются до 2...2,5 дБ при $R_{LDPC} = 8/9$ и $9/10$. Если для передачи сообщений применяются сигналы 8-PSK, то энергетические потери $\Delta\rho$ изменяются от 1,6 до 3,66 дБ при $3/5 \leq R_{LDPC} \leq 9/10$. Для режимов работы спутниковых систем с высокой скоростью $R_f = 4$ или 5 бит/сек·Гц, энергетические потери $\Delta\rho$ примерно составляют, как видно из табл. 7, от 2 до 2,8 дБ.

Следует отметить, что приведенные выше оценки величины потерь $\Delta\rho$ по отношению к пределу Шеннона существенно отличаются от оценок, представленных в [1], а также в [11], где указывается, что при всех режимах работы эти потери составляют всего 0,6...0,8 дБ.

Теоретические оценки надежности связи, обеспечиваемой в спутниковых системах, построенных по стандарту DVB-S2

Данные о качестве приема сообщений в системе спутниковой связи, приведенные в стандарте DVB-S2, а также в предыдущем разделе, были получены методом статистического моделирования на основе пакета программ MathLab. По сути этот метод является эмпирическим. Отметим два серьезных недостатка этого метода. Первый связан с тем, что анализ сложных систем таких, например, как ССС стандарта DVB-S2, является весьма сложным и требует расхода значительного машинного времени. Кроме того, требования к надежности приема сообщений в данной системе велики (вероятность ошибки при приеме сообщений должна иметь весьма малое значение (10^{-7}), и поэтому для надежного определения этой вероятности для каждого режима работы ССС количество статистических испытаний (оно оцени-

вается величиной, обратно пропорционально оцениваемой вероятности ошибки) и машинное время при моделировании должно быть весьма большим.

Вторым крупным недостатком этого метода является сложность верификации специалистами результатов выполненного с его помощью анализа сложной системы, так как она требует полного доступа к программе моделирования, которая является собственностью разработавшей ее фирмы, и независимым экспертам к этой программе практически нет доступа. Это снижает доверие к публикуемым результатам исследований, полученным методом моделирования и не подтвержденным их сопоставлением с результатами анализа, основанного на теории связи.

Аналитический метод исследования сложных коммуникационных систем, учитывающий основные положения теории связи, является в ряде случаев более простым и надежным методом получения оценок качества передачи сообщений в системах связи. Результаты такого анализа могут быть легко верифицированы специалистами, так как вытекают из основных закономерностей этой теории и представимы в аналитическом виде. Для количественного уточнения этих результатов можно использовать также и метод статистического моделирования.

В данном разделе представлен аналитический метод оценки качества приема сигналов в системах связи, построенных по стандарту DVB-S2, при «жестком» алгоритме декодирования каскадного кода, в котором код БЧХ является внешним, а код LDPC внутренним кодом. Как отмечалось выше, перед «мягким» алгоритмом этот алгоритм декодирования имеет энергетические потери порядка 2 дБ.

Изложенный ниже аналитический метод основан на развитой в [8] теории, которая позволяет получить аналитические формулы, определяющие зависимости надежности приема сообщений от системных параметров ССС (от параметров модуляции передаваемых сигналов, вида и параметров кодов). Результаты расчетов по представленным формулам оказались достаточно близки к тем данным, которые были получены методом статистического моделирования в [1], отличаясь от них на величину, при всех режимах работы не превышающую 2,8 дБ.

Как показано на блок-схеме рис. 1 рассматриваемой системы связи, между кодером LDPC и модулятором на

передаче расположен ПЕРМ, а на приеме между демодулятором и декодером LDPC расположен ДПЕРМ. Отметим, что как указывалось выше при обсуждении табл. 2 и табл. 3, кодовая скорость кода БЧХ ($R_{БЧХ}$) в системах стандарта DVB-S2 весьма близка к 1, т.е. ошибки, возникающие на выходе демодулятора, исправляются, в основном, в декодере кода LDPC. Блоки ПЕРМ и ДПЕРМ используются для повышения эффективности исправления этих ошибок в этом декодере путем разнесения во времени бит, определяющих сигнал, поступающий на вход демодулятора. По сути эти блоки осуществляют декорреляцию ошибок в битах, поступающих на вход декодера кода LDPC. В стандарте DVB-S2 эти блоки применяются только в тех режимах работы, когда для передачи сообщений используются ансамбли сигналов 16-APSK и 32-APSK. После первого декодера кода LDPC последовательность поступает на вход декодера кода БЧХ, который предназначен для устранения оставшихся в ней ошибок.

Поясним процедуру оценки вероятности ошибки декодирования каскадного кода в общем случае. Как правило, задача оценки вероятности декодирования ($P_{dec}(n, R_c, p_{dm})$) кодовой комбинации любого определенного кода не является сложной, когда код имеет определенную длину n , кодовую скорость R_c ($k = nR_c$ – количество информационных символов в декодированной последовательности), а ошибки символов, появляющихся на выходе демодулятора, происходят независимо с вероятностью, равной p_{dm} .

Отметим, что для кода LDPC параметры n , R_c и k в выражении для $P_{dec}(n, R_c, p_{dm})$ должны быть равны $n = N_{LDPC}$, $R_c = R_{LDPC}$ и $k = N_{БЧХ}$, где значения N_{LDPC} , R_{LDPC} и $N_{БЧХ}$ приведены в табл. 2 и табл. 3. Там же отмечено, что в том случае, когда $N_{LDPC} = 64000$ и $R_{LDPC} \leq 5/6$ код БЧХ позволяет исправлять $t_{БЧХ} = 12$ ошибок в кодовой комбинации, если $R_{LDPC} = 8/9$ или $9/10$, то $t_{БЧХ} = 8$; если же $N_{LDPC} = 16000$, то при всех режимах работы системы код БЧХ позволяет исправлять $t_{БЧХ} = 12$ ошибок. Последовательность символов с выхода декодера LDPC поступает на вход декодера кода БЧХ. Для того, чтобы определить вероятность ошибки при декодировании этого кода, следует оценить вероятность ошибки одного двоичного знака (p_b) в этой последовательности.

Для такой оценки целесообразно использовать простой метод, предложенный Л.М. Финком [12] (стр. 125-135). Согласно этому методу, полагая, что в последовательности из $k = nR_c$ символов ошибки происходят независимо, можно приближенно считать, что вероятность их правильного приема равна вероятности правильного декодирования последовательности, поступившей на вход второго декодера, т.е. $(1 - p_b)^k = [1 - P_{dec}(p_{dm}, R_c, n)]$. Из этого соотношения следует

$$p_b(p_{dm}, R_c, n) \cong 1 - [1 - P_{dec}(p_{dm}, R_c, n)]^{(1/k)} \cong (1/nR_c)P_{dec}(p_{dm}, R_c, n). \quad (1)$$

Код LDPC относится к эффективным кодам, у которых количество исправляемых ошибок (t_c) растет примерно линейно с увеличением их длины. Используя результаты [8] (стр. 81-86), можно оценить величину t_{LDPC}

для кодов LDPC с помощью следующих формул

$$t_{LDPC_n} \leq t_{LDPC} \leq t_{LDPC_v}. \quad (2)$$

В (2) нижняя t_{LDPC_n} и верхняя оценки t_{LDPC_v} величины t_{LDPC} могут быть вычислены следующим образом $t_{LDPC_n} = N_{LDPC} \cdot \hat{t}_{LDPC_n}$, $t_{LDPC_v} = N_{LDPC} \cdot \hat{t}_{LDPC_v}$, где

$$\hat{t}_{LDPC_n} = 0,66 \left[1 - \sqrt{1 - 0,665(1 - R_{LDPC}^{0,41})} \right],$$

$$\hat{t}_{LDPC_v} = U(1 - U), \text{ где } U = 2\hat{t}_{LDPC_n}. \quad (3)$$

Отметим, что в качестве оценки t_{LDPC} в расчетах можно использовать среднее значение оценок \hat{t}_{LDPC_n} и \hat{t}_{LDPC_v} :

$$t_{LDPC_s} = N_{LDPC} \cdot (\hat{t}_{LDPC_n} + \hat{t}_{LDPC_v})/2. \quad (4)$$

Получим оценку вероятности ошибки декодирования помехоустойчивого кода [8]. Если в последовательности двоичных символов, поступающих на вход декодера с выхода демодулятора, вероятность ошибки одного символа равна p_{dm} , то количество ошибок, которые могут появиться в этой последовательности, распределено по биномиальному закону.

В этом случае для расчета $P_{dec}(N_{LDPC}, R_{LDPC}, p_{dm})$ можно использовать формулу

$$P_{dec}(N_{LDPC}, R_{LDPC}, p_{dm}) = \sum_{i=t_{LDPC}+1}^{N_{LDPC}} C_{N_{LDPC}}^i p_{dm}^i q_{dm}^{N_{LDPC}-i}, \quad (5)$$

где t_{LDPC} – количество ошибок, которые могут быть исправлены кодом LDPC, а $q_{dm} = (1 - p_{dm})$. Для того, чтобы при больших значениях N_{LDPC} получить простую формулу для расчета вероятности $P_{dec}(N_{LDPC}, R_{LDPC}, p_{dm})$ воспользуемся методом Чернова [10] (стр. 51). В результате получим [8] (стр. 271)

$$P_{dec}(N_{LDPC}, R_{LDPC}, p_{dm}) \cong 10^{-N_{LDPC}U(p_{dm}, \hat{t}_{LDPC})}, \text{ где}$$

$$U(p_{dm}, \hat{t}_{LDPC}) = \hat{t}_{LDPC} \lg \left(\frac{\hat{t}_{LDPC}}{p_{dm}} \right) + (1 - \hat{t}_{LDPC}) \lg \left(\frac{1 - \hat{t}_{LDPC}}{1 - p_{dm}} \right). \quad (6)$$

В (6) $\hat{t}_{LDPC} = (t_{LDPC}/N)$ – относительное количество исправляемых ошибок в декодируемой последовательности символов. Отметим, что формула (6) справедлива при выполнении условия $\hat{t}_{LDPC} > p_{dm}$. Если $\hat{t}_{LDPC} \ll 1$ и $p_{dm} \ll 1$, то формула (6) упрощается и имеет вид:

$$p_{b1} \cong \left(\frac{1}{N_{LDPC}R_{LDPC}} \right) \left(\frac{p_{dm}}{\hat{t}_{LDPC}} \right)^{t_{LDPC}}. \quad (7)$$

Аналогичным образом найдем, что вероятность ошибочного приема одного символа в последовательности символов, сформированной на выходе декодера кода БЧХ, равна

$$p_{b2} \cong \left(\frac{1}{k_{БЧХ}} \right) \left(\frac{N_{БЧХ} p_{b1}}{t_{БЧХ}} \right)^{t_{БЧХ}} \cong \left(\frac{1}{N_{LDPC}R_{LDPC}} \right) \left(\frac{N_{LDPC}R_{LDPC} p_{b1}}{t_{БЧХ}} \right)^{t_{БЧХ}}. \quad (8)$$

В (8) учтено, что, в соответствии с данными о параметрах стандарта [1], приведенными в табл. 2 и табл. 3, $R_{БЧХ} \cong 1$ и $k_{БЧХ} \cong N_{БЧХ} = N_{LDPC}R_{LDPC}$. Учитывая (7) и (8), найдем

$$p_{b2} \cong \left(\frac{1}{N_{LDPC}R_{LDPC}} \right) \left(\frac{1}{t_{БЧХ}} \right)^{t_{БЧХ}} \left(\frac{p_{dm}}{\hat{t}_{LDPC}} \right)^{t_{БЧХ} \hat{t}_{LDPC} N_{LDPC}}. \quad (9)$$

В (9) значения \hat{t}_{LDPC} могут быть вычислены с помощью формул (3) и (4).

Как было отмечено ранее, система спутниковой связи, построенная в соответствии со стандартом DVB-S2, должна обеспечить квазибезошибочный прием сигнала

лов, критерием которого является обеспечение вероятности приема $P_k = 10^{-7}$ пакета данных, содержащего 188 байт ($N_k = 1504$ бит). Таким образом, исходя из (1), должно выполняться условие

$$P_k = 1 - (1 - p_{b2})^{N_k}. \quad (10)$$

Используя формулы (9) и (10), рассчитаем зависимости допустимого значения вероятности ошибочного приема символов на выходе демодулятора сигналов (p_{mod}) от величины R_{LDSP} , при которой обеспечивается требуемая надежность приема сообщений в системе спутниковой связи, т.е. обеспечивается вероятность ошибки при приеме пакета данных, длиной 188 бит, равная $P_k = 10^{-7}$. При расчетах было учтено, что $t_{БЧХ} = 12$.

Эти зависимости приведены на рис. 2. Значения $p_{dm,n}$, $p_{dm,s}$ и $p_{dm,v}$ на этом рисунке определяются с помощью формулы (9) и зависят от значений $t_{LDPC,n}$, $t_{LDPC,s}$ и $t_{LDPC,v}$, которые вычисляются по формулам (2) и (3). Из рис. 2 видно, что система спутниковой связи проектируется так, что, как уже отмечалось выше, вероятность ошибок, возникающих при демодуляции принимаемых сигналов, может принимать достаточно большие значения. В системах стандарта DVB-S2, значение этой вероятности лежит в интервале $10^{-2} \leq p_{dm} \leq 0,2$. Поэтому для исправления ошибок, возникших на выходе демодулятора, необходимо применять мощные коды, имеющие весьма большую длину.

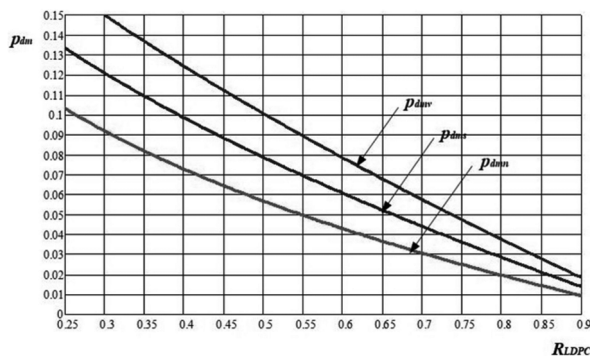


Рис. 2. Зависимости $p_{dm,n}$, $p_{dm,s}$ и $p_{dm,v}$ от R_{LDPC}

В системах стандарта DVB-S2, как отмечалось ранее, в зависимости от выбранного оператором связи режима работы применяются следующие виды модуляции: сигналов QPSK, 8-PSK, 16-APSK и 32-APSK. Как следует из данных, приведенных в табл. 5, коэффициенты γ , γ_1 и γ_2 имеют достаточно большие значения. Поэтому пик-фактор этих сигналов близок к 1. Таким образом, полная энергия сигналов этих созвездий затрачивается в основном на передачу сигнальных точек, расположенных на внешней окружности их сигнальной диаграммы. По этой причине, оценивая величину p_{dm} – вероятность ошибки при демодуляции этих сигналов, можно с достаточно высокой точностью полагать, что вероятность ошибки при приеме этих сигналов равна вероятности ошибки при приеме сигналов, расположенных только на внешней окружности их сигнальной диаграммы. Эта вероятность может быть определена по формуле [10]

$$p_{dm}(M, \rho_s) = 2Q(\sqrt{2\rho_s} \sin(\frac{\pi}{M})). \quad (11)$$

В (11) $Q(x) = Z = 2 \int_x^\infty \frac{\exp(-x^2/2) dx}{\sqrt{2\pi}}$ – функция Крампа. В [8] (стр. 272) приводится формула, определяющая функ-

цию, обратную функции Крампа, которая позволяет вычислить значение x при известном значении Z , т.е. найти зависимость $x = \Psi(Z)$. Функцию $\Psi(Z)$ с высокой точностью можно рассчитать, используя формулу [8]

$$\Psi(Z) = t(Z) - \frac{c_0 + c_1 t(Z) + c_2 t(Z)^2}{1 + d_1 t(Z) + d_2 t(Z)^2 + d_3 t(Z)^3}, \quad (12)$$

где $t(Z) = \sqrt{2 \ln[(Z)^{-1}]}$, $c_0 = 2,525517$, $c_1 = 0,802853$, $c_2 = 0,010328$, $d_1 = 1$, $d_2 = 0,189269$, $d_3 = 0,001308$. Из (11) и (12) следует, что значение отношения сигнал/шум, которое необходимо обеспечить на входе демодулятора для того, чтобы удовлетворить заданные требования к надежности приема сообщений, можно определить по формуле

$$\rho_s = \frac{[\Psi(p_{dm})]^2}{2 \sin^2(\frac{\pi}{M})}. \quad (13)$$

На рис. 3 приведены оценки сверху ($\rho_{DVB-S2,V}$) и снизу ($\rho_{DVB-S2,n}$) значения отношения сигнал/шум на входе демодулятора (в дБ) в зависимости от кодовой скорости (R_{LDSP}) у кода LDPC при применении для передачи сообщений сигналов QPSK, 8-PSK, 16-APSK и 32-APSK, обеспечивающих, соответственно, удельную скорость передачи сообщений в канале связи, равную $R_f = 2, 3, 4$ и 5 бит/сек-Гц.

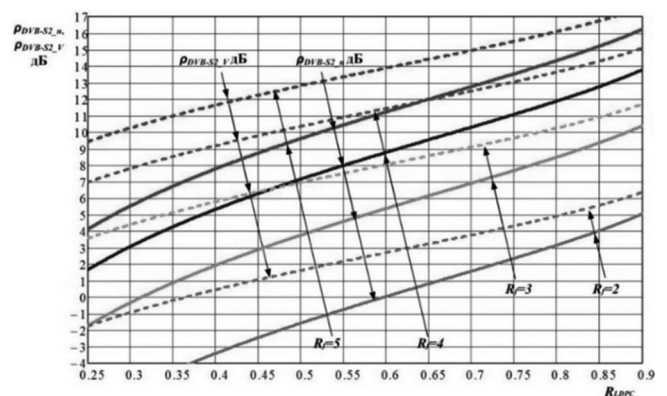


Рис. 3. Зависимости границ значений ρ_{DVB-S2} от величины кодовой скорости R_{LDPC}

Оценки ρ_{DVB-S2} сверху (штриховые линии) и снизу (сплошные линии) соответствуют оценкам t_{LDPC} снизу и сверху. Их значения определяются формулами (3). Как видно из рис. 3, разница между верхней и нижней границами величины ρ_{DVB-S2} при $R_{LDPC} \geq 0,5$ не превышает 3 дБ.

В табл. 8 приведены данные, позволяющие сравнить значения ρ_{DVB-S2} дБ, приведенные в стандарте DVB-S2 (они указаны в табл. 6 и табл. 7), с оценками, рассчитанными по формулам (8-13), определяющим оценки значения ρ_{DVB-S2} для «жесткого» алгоритма демодуляции принятых сигналов, при котором обеспечивается такая же надежность приема, что и при «мягком» алгоритме демодуляции.

Данные $\rho_{DVB-S2,n} / \rho_{DVB-S2,s} / \rho_{DVB-S2,v}$, приведенные в строках «границы ρ_{DVB-S2} дБ», определены для случаев, когда значения нормированного количества ошибок, исправляемых кодом LDPC, равны числами $t_{LDPC,n} / t_{LDPC,s} / t_{LDPC,v}$, рассчитанным по формулам (3) и (4). Анализ данных табл. 8 показывает (сравниваемые данные в табл. 8 выделены жирным шрифтом), что для сигналов QPSK данные оценок ρ_{DVB-S2} , приведенных в

Таблица 8. Сравнение данных табл. 6 и табл. 7 с оценками, полученными по формуле (15)

R_{LDPC}	1/2	3/4	5/6	9/10
QPSK				
ρ_{DVB-S2} дБ	1	<u>4</u>	<u>5,18</u>	<u>6,42</u>
границы ρ_{DVB-S2} дБ	-1,40,1 <u>1,6</u>	2,43,3 <u>4,3</u>	3,74,5 <u>5,4</u>	5/5,6 <u>6,3</u>
8-PSK				
ρ_{DVB-S2} дБ	-	<u>7,9</u>	<u>9,35</u>	<u>10,98</u>
границы ρ_{DVB-S2} дБ	-	7,68,6 <u>9,7</u>	9,9,8 <u>10,7</u>	10,411 <u>11,7</u>
16-APSK				
ρ_{DVB-S2} дБ	-	<u>10,2</u>	<u>11,6</u>	<u>13,13</u>
границы ρ_{DVB-S2} дБ	-	11/12 <u>13</u>	12,413,2 <u>14</u>	13,7/14,4 <u>15</u>
32-APSK				
ρ_{DVB-S2} дБ	-	<u>12,7</u>	<u>14,3</u>	<u>16,05</u>
границы ρ_{DVB-S2} дБ	-	13,5/14,5 <u>15,5</u>	14,9/15,6 <u>16,5</u>	16,2/16,8 <u>17,5</u>

стандарте DVB-S2, незначительно (на 0,1...0,5 дБ) отличаются от рассчитанных оценок верхних границ этих параметров для алгоритма «жесткого» декодирования. Для других видов сигналов 8-PSK, 16-APSK и 32-APSK отличия этих оценок от данных ρ_{DVB-S2} из стандарта DVB-S2 более значительны. Они могут составить до 2,8 дБ (для режима 32-APSK и $R_{LDPC} = 3/4$). С учетом того, что известен выигрыш [10], который может дать применение «мягкого» декодирования (≈ 2 дБ), полученные оценки могут рассматриваться как достаточно точные оценки возможных значений ρ_{DVB-S2} , для приведенных в стандарте [1] видов модуляции и помехоустойчивых кодов.

Достоинством аналитических формул, связывающих параметры видов модуляции и помехоустойчивых кодов, применяемых в системах спутниковой связи, является то, что они позволяют без труда оценить надежность приема сообщений при разных параметрах сигналов и помехоустойчивых кодов.

Заключение

В работе дан анализ стандарта DVB-S2, на основе которого в настоящее время создаются системы спутникового вещания и связи. Представлен аналитический метод определения качества приема сообщений в системах, построенных по этому стандарту, но использующих «жесткий» метод демодуляции принимаемых сигналов. В статье приведено сравнение приведенных в стандарте DVB-S2 оценок помехоустойчивости приема сообщений, полученных с помощью статистического моделирования для «мягкого» метода демодуляции сигналов, с теми, которые получены на основе теоретического анализа. Сравнение показало, что результаты теоретического анализа с учетом известного энергетического выигрыша «мягкого» метода демодуляции сигналов по отношению к «жесткому», достаточно близки к полученным методом статистического моделирования.

Таким образом, предложенный теоретический метод исследования дает возможность получить аналитические формулы, определяющие зависимости надежности приема сообщений в спутниковых системах связи от их системных параметров (от параметров модуляции передаваемых сигналов, вида и параметров кодов, используемых в CCC).

В статье [9] изложены результаты исследования возможностей применения оптимальных в спутниковой связи многомерных поверхностно-сферических АС, показавшие, что системы, в которых для передачи сообщений применяются многомерные сигналы по своим характеристикам существенно превосходят системы, создаваемые в соответствии со стандартом DVB-S.

Литература

1. 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
2. U. Reimers, A. Morello, DVB-S2, the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting, Int. J. Satell. Commun. Networks, 2004; vol. 22.
3. Mustafa Eroz, Feng-Wen Sun and Lin-Nan Lee. DVB-S2 low density parity check codes with near Shannon limit performance. Int. J. Satell. Commun. Network, 2004; V. 22
4. EBU Tech 3348 r4, Frequency and network planning aspects of DVB-T2, version 4.1.1. Geneva, October, 2014
5. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М.: Мир, 1976
6. Shannon C. Communication in the presence of noise, Proc. IRE, № 1, 1949. (Перевод на русский язык статьи «Связь при наличии шума», опубликованной в книге Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Из-во иностранной литературы // под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова)
7. Shannon C. Probability of error for optimal codes in Gaussian channel. Bell System Techn. J., May, 1959. (Перевод 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.
8. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. М.: Техносфера, 2018.
9. Быховский М.А. Эффективные методы передачи сигналов в спутниковых системах связи (в печати).
10. Прокис Дж. Цифровая связь // Перевод с английского под ред. Д.Д. Кловского // М.: Советское радио, 2000.
11. Vlastimil Benovsky, Eurovision. DVB-S extension higher spectral efficiency. WBU-ISOG Forum Los Angeles, May, 2013.
12. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970.