

УДК 621.391.13

ГИПЕРФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ – ОПТИМАЛЬНЫЙ МЕТОД ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ СООБЩЕНИЙ (ЧАСТЬ 3)

Быховский М.А., д.т.н., профессор Московского технического университета связи и информатики, e-mail: bykhmark@gmail.com.

HYPERPHASE MODULATION – THE OPTIMAL METHOD OF MESSAGE TRANSMISSION (PART 3)

Bykhovskiy M.A.

The work contains calculations of dependencies of energy losses Δp_s for telecommunication systems which use optimal signal ensembles («SEs») for message transmission and also can use noise-immunity codes with various codes' speed. The performed analysis defined the conditions that allow the reduction in telecommunication systems' energy losses to the maximum extent possible as compared to the «ideal» Shannon system. It is shown that the usage of noise-immunity codes in telecommunication systems while applying the optimal SEs is not worthwhile as it materially increases telecommunication systems' energy losses. The author provides a comparison of characteristics of a number of modern telecommunication systems with those characteristics that could be achieved when applying the optimal SEs (optimal methods of digital modulation).

Key words: energy efficiency of telecommunication systems, multidimensional signal ensemble, noise immunity code, telecommunication systems' design.

Ключевые слова: энергетическая эффективность систем связи, границы Шеннона, многомерный ансамбль сигналов, помехоустойчивый код, проектирование систем связи.

Введение

В данной статье представлено сравнение энергетической и спектральной эффективности систем связи с ГПФМ с рядом современных систем, в которых для передачи сообщений применяются двумерные сигналы и помехоустойчивые коды. В ней выполнены расчеты зависимостей энергетических потерь Δp_s для систем связи, в которых для передачи сообщений применяются оптимальные ансамбли сигналов (АС), а также могут использоваться помехоустойчивые коды с разной кодовой скоростью. В результате анализа определены условия, при которых возможно в максимальной степени снизить энергетические потери систем связи по отношению к «идеальной» системе Шеннона. Показано, что использование в системах связи помехоустойчивых кодов при применении в них оптимальных АС нецелесообразно, так как при этом заметно увеличиваются энергетические потери систем связи. Дано сравнение характеристик ряда современных систем связи с теми, которые могут быть достигнуты в том случае, когда для передачи сообщений применяются оптимальные ансамбли сигналов (оптимальные методы цифровой модуляции).

Одной из важных проблем теории связи является выбор для систем связи ансамблей сигналов, с помощью которых можно было бы обеспечить наименьший энергетический потенциал линии связи, в которой сигналы передаются в канале связи с полосой частот, равной F , с удельной скоростью передачи, равной R_f бит/с/Гц, и с заданной вероятностью ошибки при демодуляции принятого сигнала, равной P_{ser} .

Выполнены расчеты зависимостей энергетических потерь Δp_s в для систем связи, в которых для передачи сообщений применяются оптимальные ансамбли сигналов, а также могут использоваться помехоустойчивые коды с разной кодовой скоростью. В результате анализа определены условия, при которых возможно в максимальной степени снизить энергетические потери систем связи по отношению к «идеальной» системе Шеннона. Показано, что использование в системах связи помехоустойчивых кодов при применении в них оптимальных АС нецелесообразно, так как при этом заметно увеличиваются энергетические потери систем связи. Дано сравнение характеристик ряда современных систем связи с теми, которые могут быть достигнуты в том случае, когда для передачи сообщений применяются оптимальные ансамбли сигналов (оптимальные методы цифровой модуляции).

Шеннон определил [1] «идеальную» систему связи, в которой возможна безошибочная передача сигналов в том случае, если отношение сигнал/помеха на входе демодулятора равно [2]

$$\rho_{bR_f} = (2^{R_f} - 1)/R_f. \quad (1)$$

В такой системе для передачи сообщений должны применяться оптимальные (объемно- или поверхностно-сферические) ансамбли многомерных сигналов (АС), имеющие большую нормированную длительность, равную (FT) , где T – длительность сигналов и $FT \rightarrow \infty$ [2].

В данной статье исследованы важные вопросы, связанные с таким выбором основных системных параметров оптимальных АС, которые обеспечивают требуемую помехоустойчивость приема переданных сообщений и имеют ограниченную длительность. Кроме того, дан анализ энергетической эффективности систем связи при совместном применении в них многомерных АС и помехоустойчивых кодов.

При оценке энергетических потерь (Δp_s) систем связи

по отношению к «идеальной» системе Шеннона, в которой отношения сигнал/помеха (ρ_{b0}) имеет минимально возможное значение, в этой работе будут использованы результаты работы [3]. В ней теорема Шеннона о пропускной способности канала связи обобщена на случай, когда длительность сигналов оптимального АС является ограниченной, а вероятность возникновения ошибки при их демодуляции имеет определенное значение.

Энергетические потери систем связи, в которых применяются помехоустойчивые коды по отношению к «идеальной» системе Шеннона

В [4 и 5] показано, что в этом случае отношение сигнал/шум на входе демодулятора, необходимое для обеспечения вероятности ошибки демодуляции принятого сигнала, равной P_{ser} , определяется формулой

$$\rho_b = \rho_{bR_f} [F(\gamma)], \quad (2)$$

в которой $F(\gamma) = (1 + \gamma)e^{w(\gamma)}$, $\gamma = \ln(1/P_{ser})/(FT)$ и

$$w(\gamma) = \sqrt{\left(\frac{\gamma}{1+\gamma}\right)^2 + \frac{2\ln(1+\gamma)}{(1+\gamma)} - \frac{\gamma}{1+\gamma}}, \quad \rho_{bR_f} - \text{минимальное значение}$$

сигнал/шум на входе демодулятора, определенное в (1). В (2) при $(FT) \rightarrow \infty$ параметр $\gamma \rightarrow 0$, и $\rho_b \rightarrow \rho_{bR_f}$. Следует отметить, что в «идеальной» системе Шеннона помехоустойчивые коды не используются [1, 2]. В ней высокая помехоустойчивость приема сообщений достигается исключительно за счет применения для передачи сообщений по каналу связи многомерных объемно- или поверхностно-сферических ансамблей сигналов.

Если сигналы передаются по каналу связи с помощью АС, обеспечивающего удельную скорость передачи сообщений, равную R_f , и помехоустойчивого кода, имеющего избыточные символы, кодовая скорость которого (R_c - отношение числа информационных символов в КК к общему количеству символов) удовлетворяет условию $R_c < 1$, то общая удельная скорость передачи сообщений в такой системе равна $R_0 = R_c R_f < R_f$. Если же сообщения по каналу связи передавать со скоростью R_0 без кодирования, то минимальное значение отношения сигнал/шум на входе демодулятора согласно теореме Шеннона должно быть равно $\rho_{bR_0} = (2^{R_0} - 1)/R_0$.

Таким образом, энергетические потери систем связи, в которых применяются, как многомерные оптимальные АС, так и помехоустойчивые коды с избыточностью, определяются следующей формулой

$$\Delta\rho_s = 10 \lg(\rho_{bR_f}/\rho_{bR_0}) = \Delta\rho_{R_c} + \Delta\rho_{FT} \text{ дБ}, \quad (3)$$

где $\Delta\rho_{R_c} = 10 \lg \left[\left(\frac{2^{R_f} - 1}{2^{R_0} - 1} \right) \left(\frac{R_0}{R_f} \right) \right]$, здесь $R_0 = R_f R_c$, а $\Delta\rho_{FT} = 10 \lg [F(\gamma)]$.

Потери $\Delta\rho_{R_c}$ обусловлены только тем, что применение кодов с избыточностью снижает общую удельную скорость передачи сообщений по каналу связи, а потери $\Delta\rho_{FT}$ определяются требуемой надежностью связи и нормированной длительностью сигналов многомерного АС. Из (3) следует важный вывод, что $\Delta\rho_{R_c} = 0$ только в том случае, если $R_c = 1$, т.е. если помехоустойчивые коды в системе связи не применяются.

На рис. 1 приведены зависимости $\Delta\rho_{R_c}$ от R_c , рассчитанные при разных значениях R_f . Из представленных там зависимостей видно, что потери $\Delta\rho_{R_c}$ имеют сравнительно небольшое значение только при небольших

значениях R_f . Так, например, при $R_f = 1$ бит/с/Гц и $R_f = 2$ бит/с/Гц и применения кодов, у которых $R_c = 0,5$ энергетические потери составят, соответственно, 0,7 и 1,7 дБ, но при $R_f = 8$ бит/с/Гц эти потери возрастут до 9,2 дБ. Из рис. 1, при $R_f = 8$ для получения потерь $\Delta\rho_{R_c} = 0,5$ дБ следует применять помехоустойчивые коды, у которых $R_c = 0,95$.

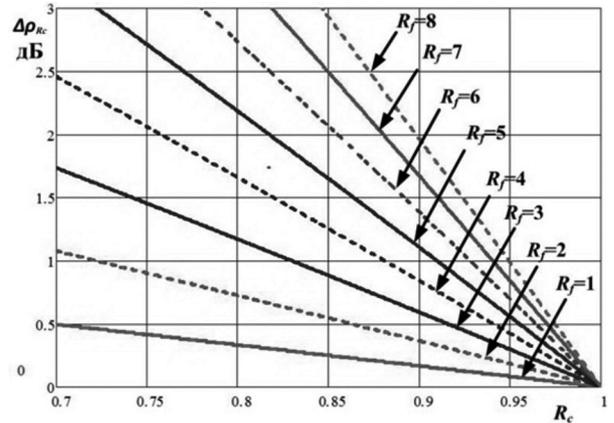


Рис. 1. Зависимости $\Delta\rho_{R_c}$ от R_c при разных значениях R_f

В табл. 1 представлены значения минимального значения кодовой скорости (R_c) при разных значениях R_f , при которой энергетические потери $\Delta\rho_{R_c}$ не превыдают величины, указанной во втором столбце. Важно также отметить, что потери $\Delta\rho_{R_c}$ определяют нижнюю границу возможных энергетических потерь в системе связи, когда в ней применяются многомерные сигналы с большой нормированной длительностью (FT).

Таблица 1. Нижняя граница кодовой скорости (R_c) при заданных значениях $\Delta\rho_{R_c}$ и R_f

№	$\Delta\rho_{R_c}$ дБ	R_f	1	2	3	4	5	6	7	8
1	0,5		0,7	0,85	0,92	0,94	0,96	0,965	0,97	0,975
2	1		<0,5	0,75	0,83	0,88	0,92	0,93	0,94	0,95
3	1,5			0,58	0,74	0,82	0,87	0,88	0,92	0,93
4	2			<0,5	0,65	0,76	0,82	0,86	0,88	0,9
5	2,5				0,56	0,7	0,77	0,82	0,85	0,87
6	3				<0,5	0,63	0,73	0,78	0,82	0,85

Зависимости полных энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) при $R_f = 1$ бит/с/Гц и $R_f = 8$ бит/с/Гц, разных значениях R_c представлены на рис. 2 (для $p_b = 10^{-5}$) и рис. 3 (для $p_b = 10^{-10}$).

На рис. 2 сплошные кривые построены для $R_f = 1$ бит/с/Гц, а пунктирные – для $R_f = 8$ бит/с/Гц. Из рис. 2 видно, что если $R_c = 1$, то $\Delta\rho_s$ незначительно зависит от значения R_f . Так, при $R_f = 1$ энергетические потери по отношению к случаю, когда $R_c = 1$ увеличатся не более, чем на 0,4 дБ, если $R_c \geq 5/6$, а при $R_f = 8$ для того, чтобы значения $\Delta\rho_s$ увеличились бы не более, чем на 1,5 дБ по отношению к случаю, когда $R_c = 1$, необходимо, чтобы $R_c \geq 15/16$. Это иллюстрирует отмеченную ранее закономерность, что в высокоскоростных системах связи применение помехоустойчивых кодов с избыточностью вносит существенные энергетические потери.

Закономерности поведения зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) для $p_b = 10^{-10}$, приведенные на рис. 3, аналогичны тем, которые обсуждались при рассмотрении рис. 2.

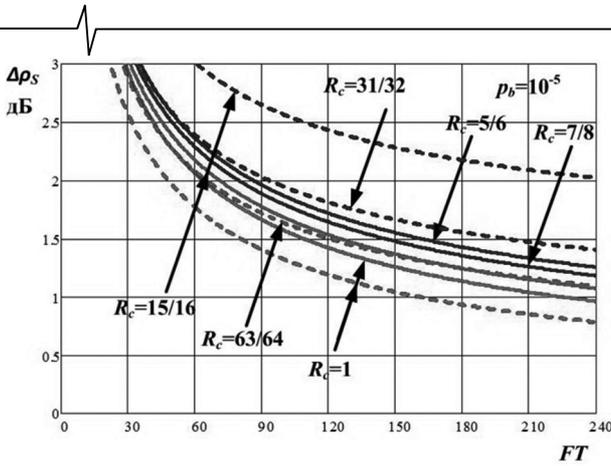


Рис. 2. Зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) для систем связи, использующих оптимальные АС и коды с разной кодовой скоростью для $p_b = 10^{-5}$

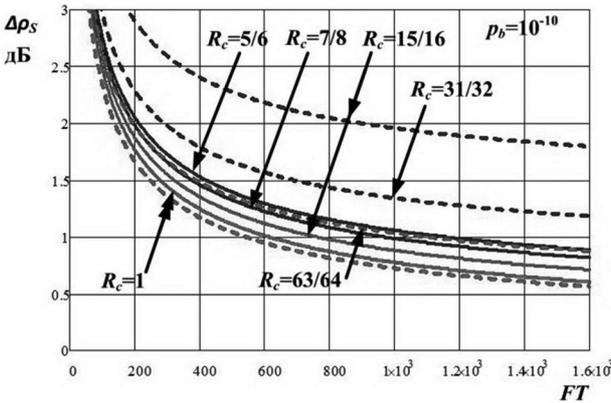


Рис. 3. Зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) для систем связи, использующих оптимальные АС и коды с разной кодовой скоростью для $p_b = 10^{-10}$

Из рис. 2 и 3 также видно, что энергетические потери системы связи можно существенно уменьшить, увеличивая (FT) - нормированную длительность передачи сообщений, т.е. применяя в ней многомерные сигналы.

Выбор значения (FT) определяется величиной энергетических потерь, которые установлены в качестве допустимых. Если принять, что $R_c = 1$ и допустимы значения $\Delta\rho_s = 0,5, 1$ и 2 дБ, то, используя данные рис. 2 и рис. 3, можно составить табл. 2, в которой будут указаны минимально возможные значения нормированной длительности сигналов (FT) оптимального АС для $p_b = 10^{-5}$ или 10^{-10} при $R_f = 1$ и 8 .

Таблица 2. Минимально возможные значения параметров (FT) и N_b оптимального ансамбля для разных значений p_b и R_f

p_b	R_f	$(FT)/N_b$			
		$\Delta\rho_s=0,5$ дБ	$\Delta\rho_s=1$ дБ	$\Delta\rho_s=2$ дБ	$\Delta\rho_s=3$ дБ
10^{-5}	1	700/700	225/225	63/63	28/28
	8	500/4000	158/1264	50/400	23/184
10^{-10}	1	2225/2225	625/625	155/155	66/66
	8	2225/17800	530/4240	137/1096	60/480

В этой же таблице приведены значения $N_b = (FT)R_f$ - количества двоичных символов, которые передаются с помощью каждого сигнала, входящего в оптимальный АС. Указанные в табл. 2 значения (FT) и N_b являются минимально возможными. Они могут быть достигнуты только, если для передачи сообщений применяются оптимальные объемно- или поверхностно-сферические ансамбли сигналов.

Приведенные в табл. 2 данные показывают, что:

1) если $p_b = const$, то повышение удельной скорости

передачи сообщений (R_f) не очень сильно сказывается на увеличении параметра (FT) , особенно при достаточно больших значениях $\Delta\rho_s$;

2) для достижения малых энергетических потерь требуются применять АС большой размерности, каждый из сигналов, входящих в ансамбль, является переносчиком значительного количества двоичных информационных символов;

3) размерность ансамбля сигналов существенно возрастает, если повышаются требования к надежности связи (она возрастает примерно в 3 раза при изменении p_b от 10^{-5} до 10^{-10});

4) длина информационной последовательности, переносимой одним сигналом многомерного АС, растет пропорционально R_f ;

5) допуская, что в создаваемой системе связи энергетические потери могут составлять $1 \text{ дБ} < \Delta\rho_s < 3 \text{ дБ}$, возможно создание ансамбля сигналов умеренной размерности, что позволяет существенно упростить техническую реализацию для нее модулятора и демодулятора.

Анализ возможности совместного применения в системах связи многомерных АС и помехоустойчивых кодов с избыточностью

Обычно сравнение энергетической эффективности систем связи, в которых применяются конкретные АС, выполняют, считая, что в сравниваемых системах используются ансамбли сигналов одинаковой размерности N , в них обеспечивается одинаковая помехоустойчивость приема сигналов, определяемая значением p_b , и одинаковые удельные скорости передачи сигналов R_f . Наиболее часто при этом полагают, что в сравниваемых системах обеспечиваются одинаковые вероятности ошибок, приходящиеся на один бит (p_b).

Связь между вероятностями P_{ser} и p_b можно найти, используя предложенный Л.М. Финком [6] простой метод определения эквивалентной вероятности ошибки одного информационного символа (p_b), входящего в блок (кодovou комбинацию) переданных символов, если известно количество входящих в него информационных символов (N_b) и вероятность того, что этот блок может быть принят с ошибкой (P_{ser}).

Следует отметить, что в системах связи номер передаваемого сигнала может быть представлен последовательностью q -ых символов, каждый из которых эквивалентен последовательности из q двоичных символов, т.е. один q -ый символ может принимать $2^{(q-1)}$ разных значений. Метод Л.М. Финка легко обобщается на случай, когда по каналу связи передаются q -ые информационные последовательности и применяются q -ые помехоустойчивые коды, подобные кодам Рида-Соломона.

Строго получить соотношение между вероятностью ошибки (P_{ser}) при демодуляции принятого многомерного сигнала и вероятностями ошибочного приема одного информационного q -ого символа (p_q) в переданном сообщении сложно, так как после демодуляции сигнала в последовательности символов на выходе демодулятора ошибки могут группироваться. Однако в современных системах связи часто используются перемежители, превращающие группирующиеся ошибки в независимые. При этом можно приравнять вероятность правильного приема последовательности из N_q q -ых информацион-

ных символов, равную $(1 - p_q)^{N_q}$ к вероятности правильного приема можно целиком всего блока символов, равную $(1 - P_{ser})$.

Учитывая, что при использовании многомерного АС, используемого для передачи сигналов по каналу связи с удельной скоростью R_f бит/с/Гц, каждый из сигналов ансамбля является переносчиком информационной последовательности, содержащей в общем случае $N_q = \text{int} \left[\frac{2(FT)(R_f R_c)}{q} \right]$ q -ых символов (или $N_b = \text{int}[(FT)(R_f R_c)]$ двоичных символов), формула, связывающая вероятности p_q и P_{ser} может быть записана следующим образом:

$$P_{ser} = 1 - (1 - p_b)^{N_b} \text{ или } P_{ser} = 1 - (1 - p_q)^{N_q}, \quad (4)$$

из которой при p_b и $p_q \ll 1$ следует, что $P_{ser} \approx p_b N_b$ или $P_{ser} \approx p_q N_q$. Отметим, что, так как $N_b \approx q N_q$, то $p_q \approx q p_b$. В (4) R_c – кодовая скорость, определяющая, какая часть передаваемой последовательности символов в кодовой комбинации помехоустойчивого кода является информационной. Формулы (1)-(4) позволяют корректно сравнивать эффективность конкретной системы связи с пределом Шеннона, учитывая нормированную длительность (FT) сигналов оптимального АС.

Следует отметить, что вероятности ошибки p_b в дискретном двоичном канале связи, показанном на рис. 1 во Введении, определяет его пропускную способность, равную $C(p_b) = 1 + p_b \log_2(p_b) + (1 - p_b) \log_2(1 - p_b)$. Значение $C(p_b)$ при $p_b = 10^{-3}$ весьма близко к 1 ($C(p_b) = 1 - 10^{-2}$). При этом максимально возможная удельная скорость передачи сообщений в канале связи, включающим как непрерывный, так и дискретный канал, равна $R_0 = R_f C(p_b)$. Используя достаточно длинные помехоустойчивые коды, можно обеспечить сколь угодно высокую надежность декодирования последовательности символов, поступающих с выхода демодулятора, если их кодовая скорость R_c , удовлетворяет условию $R_c < C(p_b)$.

В современных системах связи для передачи сообщений по каналу связи применяются двумерные многопозиционные ансамбли сигналы, такие как многопозиционные фазовая (M-PSK – Phase Shift Keying), квадратурная амплитудная модуляция (M-QAM – Quadrature Amplitude Modulation), амплитудно-фазовая модуляция (M-APSK-Amplitude Phase Shift Keying) и др. [7]. Используя двумерные АС, невозможно обеспечить высокую помехоустойчивость приема сообщений (малое значение вероятности ошибки, равное, например, $p_b = 10^{-5}$ или 10^{-10}) и одновременно их высокую энергетическую эффективность, которая определяется параметром $\Delta\rho_s$ – энергетическими потерями рассматриваемой системы связи по отношению к «идеальной» системы Шеннона. Поэтому для того, чтобы уменьшить эти потери в современных системах связи применяют помехоустойчивые коды с избыточностью. Это позволяет снизить требования к надежности приема сообщений при демодуляции принятых сигналов, а возникшие ошибки в последовательности символов, формируемых на выходе демодулятора, исправлять в декодере. Для снижения энергетических потерь $\Delta\rho_s$ приходится применять помехоустойчивые коды весьма большой длины, которая может составить десятки тысяч двоичных символов. Декодеры таких длинных кодов представляют собой

весьма сложные в техническом отношении устройства.

Еще один недостаток систем связи, в которых применяются помехоустойчивые коды большой длины, который в некоторых случаях он может быть весьма существенным, состоит в том, что при использовании таких кодов может появиться значительная временная задержка между началом передачи информационных символов и моментом, когда они появляются на выходе канала связи.

Для того, чтобы проиллюстрировать нецелесообразность совместного использования в системах связи оптимальных многомерных АС и помехоустойчивых кодов, рассмотрим в качестве примера случай, когда применяется q -ый ($q = 8$) код Рида-Соломона (РС), длина кода – количество q -ых символов в кодовой комбинации, равна $n = (2^q - 1) = 255$, причем сообщения передаются по каналу связи с удельной скоростью, равной $R_f = 2, 4, 6$ или 8 бит/с/Гц. Положим также, что кодовая скорость этого кода выбрана так, чтобы зависящие от R_f энергетические потери $\Delta\rho_{R_c}$ из-за внесения в код избыточности не должны превышать $\Delta\rho_{R_c} = 0,5$ дБ. При этом согласно рис. 1 и данным табл. 1, при $R_f = 2, 4, 6$ и 8 бит/с/Гц значение R_c должно быть, соответственно, равно $R_c = 0,85, 0,94, 0,965$ и $0,975$, причем коды РС обеспечивают исправление $t_c = 18, 9, 5$ и 4 ошибочно принятых q -ых символов в одной кодовой комбинации кода РС.

При определении зависимости $\Delta\rho_{FT}$ учтем, что вероятности ошибок p_b и p_q в одном двоичном символе и в одном q -ом символе кода РС на выходе системы связи связаны, как это следует из (4), соотношением $p_q = q p_b$. Выполним расчеты для случая, когда в системе связи должна быть обеспечена надежность, определяемая условием $p_b = 10^{-5}$, из которого следует, что на выходе демодулятора вероятность ошибки одного q -ого символа кодовой комбинации кода РС при $q = 8$ должна быть равна $p_q = 8 \cdot 10^{-5}$.

Используя формулы (1)-(4) и учитывая, что кодовая скорость кодов РС выбрана так, чтобы энергетические потери за счет их применения не превышали $\Delta\rho_{R_c} = 0,5$ дБ, рассчитаем зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от параметра (FT) . Эти зависимости представлены на рис. 4.

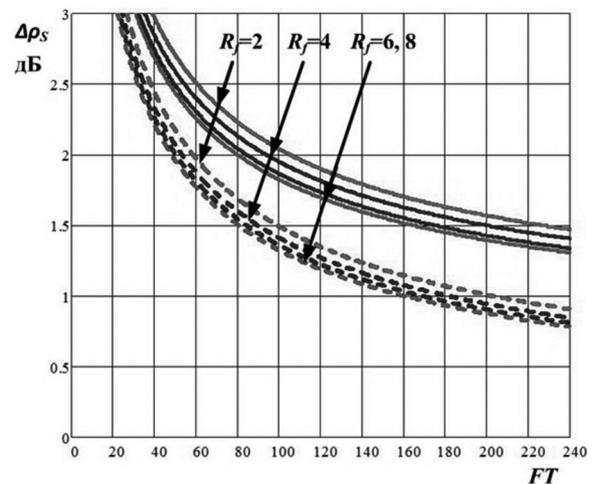


Рис. 4. Зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) для систем связи, использующих совместно оптимальные АС и коды РС, и систем без кодирования

На этом же рисунке пунктирными линиями показаны зависимости $\Delta\rho_s$ от параметра (FT) для случая, когда сигналы передаются по каналу связи со скоростью $R_f = 2, 4, 6$ и 8 бит/с/Гц с помощью оптимального АС без применения помехоустойчивого кодирования, т.е. $R_c = 1$. Отметим, что значения $\Delta\rho_s$ для двух самых нижних кривых, построенных при $R_f = 6$ и 8 бит/с/Гц, отличаются весьма незначительно.

Как видно из рис. 4, в системе связи, в которой для передачи сообщений применяются только оптимальные многомерные АС, а помехоустойчивое кодирование не используется, при всех значениях (FT) энергетические потери $\Delta\rho_s$ оказываются меньше (в рассматриваемом случае примерно на 0,7 дБ), чем в системе связи, в которой применен помехоустойчивый код РС.

На основании полученных в предыдущем разделе результатов, а также рассмотренного выше примера, в котором проведено сравнение двух систем, в одной из которых для передачи сообщений применяются только оптимальные АС (оптимальные методы модуляции) без кодирования, и системы, в которой совместно применяются оптимальные АС и помехоустойчивые коды РС, следует важный вывод: при создании систем связи, имеющих низкие энергетические потери относительно «идеальной» системы Шеннона, для передачи сообщений целесообразно применять только многомерные ансамбли сигналов, близкие по своей структуре к объемно- или поверхностно-сферическим, а помехоустойчивые коды использовать не следует, так как это приводит к увеличению в них энергетических потерь относительно «идеальной» системы Шеннона. В таких системах отпадает необходимость применения в системах связи сложных кодеров и декодеров.

Оптимальные АС, использование которых позволяет обеспечить при любой удельной скорости передачи сигналов (R_f) необходимую надежность передачи сообщений (например, $p_b = 10^{-5}$ или $p_b = 10^{-10}$), имеют минимально возможную нормированную длину сигналов (FT), а также минимально возможную длину (N_b) двоичной последовательности информационных символов, определяющих конкретный передаваемый сигнал, принад-

лежащий к используемому в системе АС. В таких системах обеспечивается минимальная задержка во времени между моментом поступления на вход системы связи информационного символа и появлением его на ее выходе. Кроме того, в системах с оптимальными АС достигается минимальная сложность технической реализации модуляторов и демодуляторов в системах связи, которая связана с длиной сигналов, входящих в такой ансамбль.

Сравнение параметров современных систем передачи сообщений по каналам связи с параметрами систем, использующих оптимальные АС

В [8] приведены параметры разных видов кодирования и модуляции, применяемых в современных системах связи:

- 1) сверточных кодов (СВК);
- 2) низкоплотностных (НП) кодов Галлагера;
- 3) турбокодов (ТК);
- 4) решетчатой кодированной модуляции (РКМ), в которой используются сверточные коды;
- 5) кодовой модуляции с битовым перемежением (МКБП) с турбокодом;
- 6) многоуровневой кодовой модуляции (МКМ) с ТК.

В табл. 3 и табл. 4 в первых пяти строках приведены данные из [8] (раздел 4.4), в которых указан вид модуляции и кодирования, применяемых в системах связи, удельная скорость передачи сигналов по каналу связи (R_f), кодовая скорость (R_c), кодовое ограничение (K), если в системе применяется СВК. В ней также указано отношение сигнал/шум, приходящееся на один принятый бит (ρ_b дБ), при котором обеспечивается вероятность ошибки одного информационного двоичного символа на выходе системы, равная $p_b = 10^{-5}$.

Данные табл. 3 относятся к сравнительно низкоскоростным системам, позволяющим передавать сообщения по каналу связи с небольшой удельной скоростью, равной $R_0 = 1$ и 2 бит/с/Гц, а табл. 4 – данные для высокоскоростных систем связи, обеспечивающих удельную скорость передачи, равную $R_0 = 4$ и 5 бит/с/Гц.

Таблица 3. Характеристики систем, в которых для передачи сообщений используются известные методы кодирования и оптимальные АС ($R_0 = 1$ и 2)

№	Параметры/код	СВК/(СВК+РС)*	ТК	НП	РКМ	МКМ	КМБП
1	Вид модуляции	4-PSK			8-PSK		16-QAM
2	R_0 бит/с/Гц	1/0,88*	1		2		
3	R_f и R_c	2 и 0,5 и (2 и 0,5-0,88)*	2 и 0,5		3 и 2/3		4 и 0,5
4	K	6	4 и 3	-	2 и 6	4	3
5	ρ_b и ρ_{b1} дБ	4,5 и 2,3*	0,7 и 1,2	0,7	7 и 5,8	3,2 и 2,5	4,7
6	ρ_{bR_f} дБ	0 и -0,2*	0		1,76		
7	$\Delta\rho_0$ дБ	4,5 и 2,5*	0,7 и 1,2	0,7	5,23 и 4,04	1,44 и 0,74	2,94
8	N_b	48 и 27000*	65536 и 640	64000	16 и 48	2000 и 20000	576
9	N_{bi}	24 и 13500*	32768 и 320	3200	≈11 и 326	≈1400 и 14000	432
10	FT	12 и 41	417 и 162	417	6 и 14	107 и 340	26
11	$N_{b0} = FT R_f$	24/82	834 и 324	834	24 и 42	321 и 1020	104
12	$N_{b0s} = \max(N_b; N_{b0}) / \min(N_b; N_{b0})$	≈2 и 130	≈78 и 2	≈80	≈2 и 12	≈7 и 21	≈6

*Параметры, помеченные «звездочкой», относятся к системе СВК+РС, в которой применяется каскадный код (внутренний код СВК, а внешний – q -ичный ($q = 8$) код РС).

Таблица 4. Характеристики систем, в которых для передачи сообщений используются известные методы кодирования и оптимальные АС ($R_0 = 4$ и 5)

№	Параметры\код	РКМ	МКМ	КМПБ	РКМ	МКМ	КМПБ
1	Вид модуляции	32-QAM		64-QAM	64-QAM		
2	R_0 бит/с/Гц	4			5		
3	R_f и R_c	5 и 4/5		6 и 2/3	6 и 5/6		
4	K	2 и 6	4	3	2 и 6	4	3
5	ρ_b и ρ_{b1} дБ	11 и 7,8	7,9 и 7,2	9,5	13,5 и 12	10,4 и 9,9	11,8
6	ρ_{bR_f}	5,74		7,92			
7	$\Delta\rho_0$ дБ	5,26 и 2,06	2,16 и 1,46	3,76	5,58 и 4,08	2,48 и 1,98	3,88
8	N_b	64 и 192	2000 и 20000	576	16 и 48	2000 и 20000	576
9	N_{bi}	≈ 51 и 184	1600 и 16000	≈ 464	≈ 15 и 40	≈ 16670 и 1667	480
10	FT	5 и 51	47	15	2 и 16	44	16
11	$N_{b0} = FT R_f$	35 и 255	235 и 465	75	12 и 96	264 и 420	108
12	$N_{b0s} = \max(N_b; N_{b0}) / \min(N_b; N_{b0})$	≈ 4 и 8	≈ 10 и 39	≈ 9	≈ 4 и 2	≈ 9 и 42	≈ 6

В шестой строке этих таблиц указана минимально необходимые значения отношения сигнал/шум (ρ_{bR_f} дБ) на входе демодулятора в «идеальной» по Шеннону системе связи. Эта скорость зависит только от скорости передачи сообщений по каналу связи (от R_0), в седьмой строке приведены значения энергетических потерь ($\Delta\rho_0$) систем связи, данные о которых приведены с первых четырех строках табл. 3 и табл. 4.

В восьмой строке табл. 3 и табл. 4 указаны длина двоичной последовательности символов (N_b), включающая, как информационные, так и проверочные (избыточные) символы, входящие в состав помехоустойчивого кода, используемого в соответствующей системе связи, а в девятой строке приведено количество информационных символов (N_{bi}), которые содержатся в этих последовательностях. Отметим, что в случае, когда в системе связи применяются сверточные коды, значение N_b вычислялось по формуле $N_b = 8kK$ [8].

Для того, чтобы сравнить параметры современных систем связи с параметрами систем связи, в которых для передачи сообщений применены оптимальные АС без кодирования, с помощью формул (1)-(4) были вычислены значения нормированных длин (FT) сигналов 2(FT)-ого оптимального АС и длины двоичных последовательностей (N_{b0}), которые переносятся каждым из сигналом, входящих в этот АС. При вычислениях предполагалось, что энергетика у сравниваемых систем одинакова, т.е. энергетические потери ($\Delta\rho_0$) относительно «идеальной» системы Шеннона у них одинаковы, а также, что в сравниваемых системах обеспечиваются одинаковые удельные скорости передачи сообщений, т.е. для системы связи с оптимальным АС, в которой при передаче сообщений помехоустойчивый код не применяется, $R_f = R_0$. Кроме того, при расчетах предполагалось, что сравниваемые системы обеспечивают одинаковую вероятность ошибки в последовательности информационных символов, формируемых на выходе канала связи, равную $p_b = 10^{-5}$.

В современных системах связи для передачи сообщений используются двумерные АС, для которых демодуляторами являются достаточно простыми устройствами, и помехоустойчивые коды, имеющие обычно большую длину. Декодеры таких кодов, на выходе которых формируется информационная последовательность символов, поступающая на выход канала связи, являются весьма сложными техническими устройствами.

В системах связи, в которых используются оптимальные АС, информационная последовательность символов формируется непосредственно на выходе демодулятора и поступает на выход канала связи. Кодер и декодер в таких системах отсутствуют.

Отметим, что в современных системах связи [8, 9] в демодуляторах могут приниматься, как «жесткие», так и «мягкие» решения относительно принятого сигнала, а в декодере избыточные символы помехоустойчивого кода используются при формировании оценок максимального правдоподобия значений принятых информационных символов.

В отличие от этого в системах связи, в которых применяются оптимальные многомерные АС, оценки максимального правдоподобия значений информационных символов формируются непосредственно в демодуляторе.

Параметры (FT) и (N_{b0}) для оптимальных АС указаны в строках 10 и 11 табл. 3 и табл. 4. Данные строки 11 в этих таблицах показывают, что при увеличении удельной скорости (R_f) передачи сигналов растет также размерность ансамбля сигналов, который следует применить в системе связи, а также количество двоичных информационных символов N_{b0} , которые переносятся каждым сигналом.

Сравнение данных, приведенных в строках 8, 9 и 11, показывает, что в декодере существующих систем связи в процессе декодирования (до того, как принято решение о значениях символов информационной последовательности) должно быть обработано, как правило, существенно большее количество символов (N_b), чем в оптимальном демодуляторе (N_{b0}).

Таким образом, применение для передачи сообщений оптимальных АС позволяет существенно уменьшить задержку появления на выходе системы связи последовательностей информационных символов. На выходе таких систем информационные символы появляются меньшими по длине «порциями», по сравнению с существующими системами, при условии, что их помехоустойчивость приема одинакова.

Важно также отметить, что сложность декодеров существенно зависит от полной длины помехоустойчивого кода, а сложность демодуляторов – только от длины последовательности информационных символов, которая определяет нормированную длину сигналов оптимального АС.

В строке 12 приведены значения величины $N_{b0s} = \max(N_b; N_{b0}) / \min(N_{bi}; N_{b0})$. При $N_b > N_{b0}$ величина N_{b0s} показывает, сколько символов оптимального АС требуется для передачи того же самого количества информационных символов, которые в современных системах связи содержатся в одной кодовой комбинации примененного в них помехоустойчивого кода. Как видно из табл. 3 и табл. 4, для высокоскоростных систем связи, в которых применяются, например, виды модуляции МКМ, КМПБ, величина N_{b0s} может быть равна $N_{b0s} = 6-78$ раз.

Так, например, из данных табл. 3 видно, что при использовании турбокодов для $\Delta\rho_0 = 0,7$ дБ длина кодовой комбинации равна 65536 символов. Это в примерно 78 раз больше длины последовательности символов, переносимых одним сигналом оптимального АС размерности 417. Таким образом, при применении оптимальных АС в системе, в которой сообщения передаются в каналах с белым гауссовским шумом, использование турбокода нецелесообразно, так как в системе с оптимальными АС длина последовательности символов, переносимых одним сигналом такого ансамбля, существенно короче длины турбокода. Отметим также, что при декодировании турбокода используется сложная итерационная процедура, которая требует выполнения 10...20 итераций [8], что существенно увеличивает нагрузку при декодировании сообщений. Поэтому техническая реализация системы связи, в которой используются оптимальные АС, должна быть существенно проще, чем системы с турбокодом.

Заключение

В [10] и [11] и в данной статье рассмотрен большой комплекс вопросов, связанных с построением систем связи, в которых для передачи сообщений используются многомерные АС, относящиеся к классу оптимальных по Шеннону. Отдельным сигналам таких ансамблей соответствуют сигнальные точки, расположенные на поверхности N -мерной сферы. Рассмотрены вопросы, связанные с построением основных элементов таких систем: кодеров, модуляторов, демодуляторов и декодеров.

В данной статье определены условия, при которых возможно в максимальной степени снизить энергетические потери систем связи по отношению к «идеальной» системе Шеннона. Рассмотрены вопросы совместного использования для передачи сообщений оптимальных многомерных АС и помехоустойчивых кодов. Показано, что использование в системах связи помехоустойчивых

кодов при применении в них оптимальных АС нецелесообразно, так как при этом заметно увеличиваются энергетические потери систем связи. Дано сравнение параметров ряда современных систем связи с системами, в которых сообщения передаются с помощью оптимальных многомерных АС.

Литература

1. Shannon C. Communication in the presence of noise, Proc. IRE, № 1, 1949. (Перевод на русский язык статьи «Связь при наличии шума», 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).
2. 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).
3. Быховский М.А. Пропускная способность канала связи при передаче сигналов ограниченной длительности // Электросвязь № 8, 2016.
4. Быховский М.А. Теоретические основы проектирования систем связи с высокой энергетической эффективностью // Цифровая обработка сигналов, №2, 2017.
5. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. М.: Техносфера, 2018
6. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970
7. Прокис Дж. Цифровая связь // Перевод с английского под ред. Д.Д. Кловского // М.: Советское радио, 2000.
8. Варгазин В.А., Цикин И.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи. СПб.: БХБ-Петербург, 2013.
9. Дж. Кларк мл., Дж. Кейн. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь, 1987.
10. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи цифровых сообщений (Часть 1) // Цифровая обработка сигналов. №1, 2018, с. 8-17.
11. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи цифровых сообщений (Часть 2) // Цифровая обработка сигналов. № 2, 2018, с. 3-10.

НОВЫЕ КНИГИ

Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 336 с.: ил.

Рассмотрена эволюция теории и технологий многоскоростной обработки сигналов в период с начала 70-х гг. прошлого столетия до наших дней с позиции вклада, который внесли в их развитие работы российских ученых и специалистов в области цифровых информационных технологий реального времени. Описаны методы и алгоритмы многоступенчатой и многокаскадной реализаций цифровых узкополосных фильтров и банков цифровых фильтров на основе эффектов прореживания по времени (децимация во временной области) и по частоте (децимация в частотной области).

Приведена методика оптимизации параметров многоступенчатых и многокаскадных структур цифровых полосовых фильтров. Построение оптимальных структур и расчет параметров фильтров частотной селекции иллюстрируется многочисленными примерами.

Для специалистов, научных работников, преподавателей вузов, аспирантов; будет полезна студентам информационных и инфокоммуникационных направлений подготовки.

