

УДК 621.391

И. В. ЗОТОВ, канд. техн. наук, *В. А. ВОЕВОДИН*

**ОЦЕНКА ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ
СИГНАЛЬНО-КОВОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ
КАНАЛА СВЯЗИ**

В условиях все возрастающего числа функционирующих и проектируемых сетей и систем передачи информации, которые должны обеспечивать одновременную связь большого числа стационарных и подвижных объектов, особое внимание уделяется вопросу обеспечения их требуемой помехоустойчивости. Одним из наиболее приемлемых путей ее достижения является использование метода широкополосной передачи и обработки информации. Он основан на внесении определенной частотной избыточности в передаваемый сигнал. Известно большое число различных принципов построения систем передачи информации, использующих избыточность сигнала по полосе или длительности для повышения помехоустойчивости передачи информации. Среди наиболее популярных сегодня находятся системы, использующие сигналы с псевдослучайной перестройкой по частоте (ППРЧ), в частности, с дополнительной фазовой манипуляцией (ЧФМ — сигналы), а также избыточное кодирование, позволяющее контролировать ошибки [1; 2]. На основе современной теории можно предположить огромное число возможных вариантов построения более совершенных систем.

В то же время понятно, что неоправданно расширяя полосу сигнала ΔF_c , либо снижая скорость передачи R_b , можно получить «хороший» канал, который обеспечит требуемую помехоустойчи-

вость радиотехнической системы (РТС), но будет обладать низкой экономической эффективностью. В условиях приоритета энергетических критериев, в частности, применительно к космическим радиоканалам, такой подход неоправдан.

Существенным в решении данной проблемы может явиться оптимизация процедуры внесения избыточности в передаваемую информацию. Опыт показывает, что часто оптимизация осуществляется отдельно для модемов и отдельно для кодеков. При таком подходе после оптимизации отдельных уровней (блоков) необходимо решить задачу их согласования с целью получения максимальной эффективности РТС в целом.

Цель работы — поиск путей оптимизации параметров сигнально-кодовой конструкции радиоканала, использующего ЧФМ сигналы, коды с максимально-достижимым кодовым расстоянием (коды МДР).

В качестве модели радиоканала, использующего ЧФМ сигналы и коды МДР, выбрана схема, аналогичная описанной в [1]. Здесь последовательные биты, поступающие с выхода источника сообщений, объединяются в группы по t бит, каждая из которых образует информационный символ, который подается на вход кодера. Кодер оперирует с N — ичным алфавитом ($N = 2^m$). Символы с выхода кодера, называемые далее символами кодового слова, поступают на вход частотного манипулятора, на второй вход которого через шину подается $M = 2^m$ частот от генератора сетки частот. Далее в модуляторе за счет манипуляции по фазе выбранных частот осуществляется расширение полосы сигнала и перенос на одну из промежуточных частот. Устройство обработки содержит некогерентный демодулятор, состоящий из устройств выделения промежуточной частоты, снятия фазовой манипуляции, согласованных с M ортогональными частотами фильтров. Первая решающая схема выносит «жесткое» решение о передаче одного из M возможных канальных символов по методу максимума правдоподобия. Использование схемы с учетом «мягких» решений несколько усложняет аппаратную реализацию приемника. Тем не менее, во многих случаях такое решение более эффективно [2].

Использование регулярной структуры сетки из M частот приводит к большой уязвимости радиоканала при некоторых видах помех и в первую очередь по отношению к структурным (взаимным) помехам, под которыми понимаются гармонические (полигармонические) помехи, имеющие аналогичный сигналам вид модуляции, полосу частот, скорость и шаг перестройки по частоте, отличающиеся структурой (законом) последовательностей, управляющих перестройкой фазы и частоты сигнала. Надо полагать, что подобные помехи являются наиболее опасными для данного класса сигналов [3].

При выводе расчетных соотношений будем учитывать только те ограничения, когда ошибки в соседних канальных символах возникают лишь под воздействием структурных (взаимных) помех и внутреннего шума приемника. При этом считаем, что ошибки

возникают независимо, это имеет место, когда каждый сигнал скачком переносится на другую частоту в широкой полосе частот [2].

Обозначим полосу частот радиоканала через ΔF_k , относительную скорость кодирования — R_k , значение которой определяется, исходя из соотношения

$$R_k = \frac{k}{N}, \quad (1)$$

где k — число информационных символов в кодовом слове длиной N . Будем также полагать, что тепловой шум в каждом из подканалов (в пределах полосы ΔF_c) представляет из себя гауссовский процесс с равномерным спектром, мощность полезного сигнала P_c в каждом из подканалов одинакова, а суммарная мощность помех фиксированна и равна P_n .

Помехоустойчивость радиоканала будем характеризовать вероятностью нарушения связи $P_{нс}$, которая определяется совместно на физическом $P_{ош}^s$ и уровне контура кодирования $P_{ош}^k$. При этом для случая наилучшей помеховой обстановки имеем $P_{ош}^s = (M - 1) \cdot P_{ош.дв}^s$ 2), где $P_{ош.дв}^s$ — вероятность ошибки в двухканальном приемнике.

Вероятность $P_{ош.дв}^s$ определяем, исходя из соотношения вида

$$P_{ош.дв}^s = P_p^f \cdot P_{ош}(s, n) + (1 - P_p^f) \cdot P(s, ш), \quad (3)$$

где P_p^f — вероятность совпадения основных параметров символов-переносчиков и структурных помех; $P_{ош}(s, n)$ — составляющая вероятности ошибки, характеризующаяся наличием в рабочем канале помех; $P_{ош}(s, ш)$ — составляющая вероятности ошибки, характеризующаяся присутствием в канале лишь собственных шумов приемника. Вероятность P_p^f будем определять как соотношение числа помех (других станций) к числу L возможных подканалов, т. е. $P_p^f = G/L$, $G = \overline{1, L}$ (4). В свою очередь число L характеризуется отношением $L = \Delta F_k / \Delta F_c$ (5). Длительность элемента ЧФМ сигнала определяется из соотношения вида

$$\tau_s = \frac{m \cdot k}{R_n \cdot B \cdot N_k} = \frac{m \cdot R_k}{R_n \cdot B}, \quad (6)$$

а ширина спектра сигнала соответственно

$$\Delta F_c = \frac{B \cdot 2R_n}{m \cdot R_k}. \quad (7)$$

Таким образом, вероятность $P_{ош}(s, n)$ при некогерентном приеме квазиортогонального ЧФМ сигнала на фоне структурных помех определим, используя выражение

$$P_{ош}(s, n) = 0,5 \exp \left(- \frac{P_c \cdot B (1 - R_c)}{P_{ш} + P_{пп}} \right), \quad (8)$$

где R_0 — коэффициент АФВК применяемого словаря дискретных сигналов (ДС); $F_{\text{пш}}$ — мощность помехи в полосе ΔF_c . Проведенный анализ показывает, что в условиях возрастающего числа РТС, уровень отношения мощности $P_{\text{п}}/P_c = W = \frac{P_{\text{п}}}{P_c}$ может достигать несколько десятков децибел [1; 3]. Это позволяет в дальнейших расчетах пренебречь составляющей $P_{\text{ш}}/P_c$ в (8) по отношению к $P_{\text{пш}}/P_c$ как величиной значительно меньшего порядка и переписать данное соотношение в виде

$$P_{\text{ош}}(s, \text{п}) = 0,5 \exp\left(-\frac{B(1-R_0)}{P_{\text{пш}}/P_c}\right). \quad (9)$$

Полагая, что составляющая $P_{\text{п}}$ в каждом из G подканалов одинакова и равна $P_{\text{п}}/G$ запишем

$$P_{\text{ош}}(s, \text{п}) = 0,5 \exp\left(-\frac{B(1-R_0)}{W/G}\right). \quad (10)$$

Подставляя

выражение (10) в (3), (2) с учетом, что $P_{\text{ош}}(s, \text{ш}) = 0,5 \exp(-H_c^2/2)$, (11), где $H_c^2 = E_c/N_0 = H_0^2 \cdot m \cdot R_k$ — отношение сигнал-шум на входе решающего устройства, имеем

$$P_{\text{ош}}^s = (M-1) \left[\frac{G \cdot B \cdot 2R_k}{\Delta F_k \cdot m \cdot R_k} \cdot 0,5 \exp\left(-\frac{B(1-R_0)}{W/G}\right) + \left(1 - \frac{G \cdot B \cdot 2R_k}{\Delta F_k \cdot m \cdot R_k} \cdot 0,5 \exp\left(-\frac{H_0^2 \cdot m \cdot R_k}{2}\right)\right) \right]. \quad (12)$$

Учитывая тот факт, что ошибки в последовательно передаваемых кодовых символах происходят независимо, то вероятность того, что произойдет ошибка кратности j на длине блока N (где N — длина кода) будет равна

$$P(j) = C_N^j (P_{\text{ош}}^s)^j \cdot (1 - P_{\text{ош}}^s)^{N-j}, \quad (13)$$

а вероятность получения блока с неисправленными ошибками

$$P_{\text{ош.бл}}^* = \sum_{j=t+1}^N C_N^j (P_{\text{ош}}^s)^j \cdot (1 - P_{\text{ош}}^s)^{N-j}. \quad (14)$$

Выражение (14) характеризует собой применение ограниченного алгоритма декодирования, при котором исправляется не более t ошибок.

При многоосновном (многоуровневом) кодировании, когда каждый информационный символ представляется m двоичными разрядами, причем при неправильном декодировании он с равными вероятностями переходит в остальные $2^m - 1$ символов, вероятность ошибки в бите на уровне контура кодирования определяется выражением.

$$P_{\text{ош.б}}^* = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} (P_{\text{ош.бл}}^*)/N. \quad (15)$$

Проведенный анализ существующих методов избыточного кодирования, исправляющего ошибки, показал [2; 3], что наиболее пер-

спективными для применения в современных помехоустойчивых радиоканалах являются каскадные коды, в основе которых лежит код Рида — Соломона (РС). Данный метод кодирования относится к кодам МДР, т. е. обладает оптимальными в смысле плотной упаковки корректирующими способностями. Длина кода определяется из соотношения $N=2^m - 1$, величина кодового расстояния d связана со значениями N , κ , t следующим образом

$$d = 2t - 1 = N - \kappa + 1$$

Необходимо отметить, что в общем случае значение длины N не зависит от величины M , но в целях упрощения процедуры согласования алфавитов источника сообщений и кодера целесообразно выбирать одинаковые основания алфавитов, т. е. $N=M - 1$ и тогда можно записать

$$P_{\text{ош}}^{\kappa} = \frac{N+1}{2N^2} \sum_{j=N(1-R_{\kappa})/2}^N C_N^j (P_{\text{ош}}^s)^j \cdot (1 - P_{\text{ош}}^s)^{N-j}. \quad (17)$$

Приведенные соотношения позволяют оценить помехоустойчивость радиоканала, использующего квазиортогональные ЧФМ сигналы и коды РС в условиях воздействия мощных структурных помех.

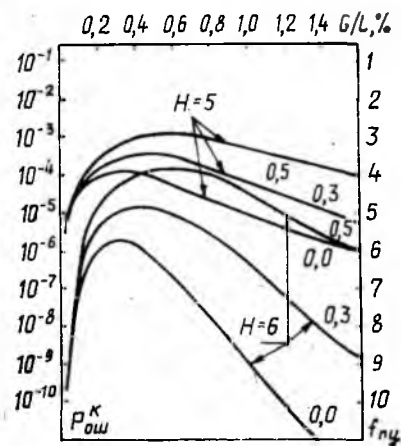


Рис. 1

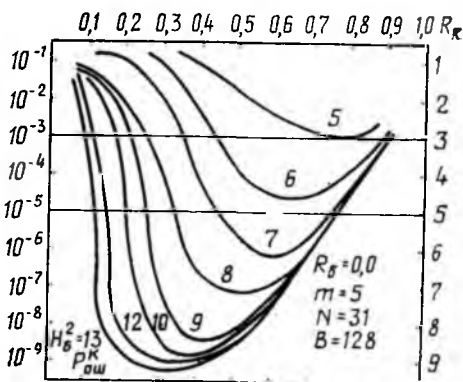


Рис. 2

Анализ выражений (12), (17) показывает, что зависимость $P_{\text{н.с.}}$ от параметров сигнально-кодовой конструкции носит сложно-функциональный характер вида: $P_{\text{н.с.}} = \varphi(N, R_{\kappa}, B, R_{\text{б}}, m, G, \Delta F_{\kappa}, R_{\text{н}}, W, H_{\text{б}}^2)$ поэтому исследование путей достижения требуемых значений данного показателя целесообразно проводить с учетом ограничений, накладываемых на определенные параметры (группы параметров).

На рис. 1 представлен график зависимости $P_{\text{ош}}^{\kappa}$ от относительного числа подканалов, пораженных структурными помехами

G/L , рассчитанные с использованием соотношений (12, 17) при $\Delta F_k = 2$ ГГц, $R_u = 1,2$ кбит/с, $W = 40$ дБ. Из анализа представленного рисунка видно, что наилучшим вариантом для радиоканала является организация до 0,4 % (от общего числа подканалов) структурных помех.

На рис. 2, 3 представлены графики, иллюстрирующие влияние различных параметров сигнально-кодовой конструкции, в особенности величин R_b , R_k , N на помехоустойчивость приема информации. Анализ кривых, представленных на этих рисунках, позволяет увидеть, что существуют оптимальные соответствия параметров, которые позволяют минимизировать вероятность ошибочного приема информации при оптимальном выборе частотно-энергетических ресурсов радиоканала. Более того, использование предложенного математического аппарата позволяет решать задачу оптимального перераспределения уровня вносимой частотной (временной) избыточности между уровнем канала передачи данных и физическим уровнем. Понятно, что согласование модема и кодека необходимо проводить не только в смысле обеспечения требуемой помехоустойчивости при минимуме частотно-энергетических затрат, но и других параметров. Тем не менее, как нам представляется, данная работа может послужить шагом в ее решении.

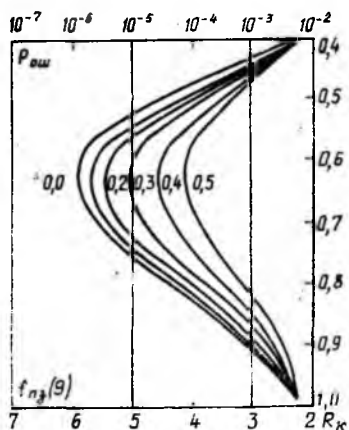


Рис. 3

Список литературы: 1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М., 1985. 245 с. 2. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи: Пер. с англ. Гельфанда С. И. М., 1987. 391 с. 3. Портной С. Л., Гузков Е. А. Корректирующие коды в системах связи с ППРЧ // Зарубеж. радиоэлектроника. 1988. № 1. С. 26—43.

Поступила в редколлегию 07.05.90