

УДК 621.391

**ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА И НАДЕЖНОСТИ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ
ПО КАНАЛАМ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ**

**IMPROVING THE QUALITY AND RELIABILITY OF SIGNAL TRANSMISSION
VIA COMMUNICATION CHANNELS AND MANAGEMENT**

П.А. ПОЛУШИН, Д.В. СИНИЦИН
P.F. POLUSHIN, D.V. SINITSIN

(Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых)
(Vladimir State University named after Alexander and Nikolai Stoletovs)
E-mail: pap@vlsu.ru

Качество и эффективность систем управления производством напрямую зависят от надежности и помехоустойчивости передачи необходимой информации. Современные промышленные районы насыщены различными радиоизлучающими средствами. Для борьбы с внешними помехами предлагается модификация известных методов радиоприема кодированных сигналов и приведены результаты компьютерного моделирования предложенного модифицированного метода.

Quality and effectiveness of management systems in factories straightly depend on reliability and interference immunity of transmitting of necessary information. Modern industrial regions are full of various sources of radiation. Modification of known methods of radio receiving of coded signals are proposed to decrease of external interferences and results of computer modeling of proposed modified method are described.

Ключевые слова: помехоустойчивость, узкополосная помеха, кодированные сигналы.

Keywords: interference immunity, narrowband interference, coded signals.

Расположение современных предприятий производства, в том числе текстильного производства, зачастую образует кластеры предприятий, тесно связанных технологическими процессами. При этом гарантией эффективности производства выступает надежность и качество передачи управленческих решений, включая сигналы автоматизированного управления производством. В то же время предприятия часто расположены в промышленной зоне городов, являющейся источником большого числа помеховых сигналов различного происхождения.

Подобные помеховые сигналы, среди которых большую долю составляют сосредоточенные по спектру узкополосные помехи, попадая в приемник, могут значительно ухудшать качество принимаемых сигналов вплоть до полного срыва связи. А это, в свою очередь, приводит к снижению эффективности производства.

Известные методы кодирования, в частности, сверточное кодирование, дает возможность исправлять значительное количество ошибочных символов, но достаточно эффективно при отсутствии группирования ошибок [1], [2]. Это предполагает, что ошибки возникают в основном из-за воздействия АБГШ (аддитивного белого гауссова шума),

Однако, используя определенные априорные данные о виде внешней помехи, можно значительно повысить эффективность декодирования. Рассмотрим алгоритм сверточного декодирования, модифицированный для случая воздействия внешних узкополосных помех.

Исследуем особенности воздействия узкополосной помехи на алгоритм сверточного декодирования. Наиболее распространенным алгоритмом сверточного декодирования является алгоритм Витерби, который при "мягкой" демодуляции позволяет значительно снизить вероятность ошибки при относительно простой прак-

тической реализации. Будем рассматривать случай использования бинарной фазовой манипуляции (BPSK). Пусть по системе связи передается сигнал с модуляцией BPSK вида:

$$S_i(t) = U_C \cos(\omega_C t + \varphi_i) = U_{C_i} \cos(\omega_C t),$$

где i – номер текущего символа; фаза φ_i может принимать значения 0° или 180° .

Внешняя помеха описывается выражением $Z(t) = U_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})$; ω_C и ω_{Π} – частоты сигнала и помехи; φ_{Π} – начальная фаза помехи. Колебание опорного генератора – $S_0(t) = U_0 \cos \omega_C t$. После интегрирования на интервале T_C времени длительности символа i -е значение полезной составляющей равно $y_i = x_i U_0 T_C / 2$, где x_i принимает величину $+1$ или -1 в зависимости от передаваемой информации. Интегрирование результата корреляционной обработки помехового сигнала на этом же интервале определит уровень помеховой составляющей z_i в суммарном сигнале:

$$z_i = \frac{1}{2} U_{\Pi} U_0 T_C \frac{\sin(\Delta\phi/2)}{(\Delta\phi/2)} \cos[(i + 0,5)\Delta\phi + \varphi_{\Pi}], \quad (1)$$

где $\Delta\phi = \Delta\omega T_C = (\omega_0 - \omega_{\Pi}) T_C$.

В этом случае амплитуда A огибающей помеховой компоненты будет равна:

$$A = U_{\Pi} \sin(\Delta\phi / 2) / (\Delta\phi / 2).$$

В случае воздействия узкополосной помехи плотность распределения помеховых составляющих в отсчетах (1) описывается законом:

$$W_1(u) = 1 / \pi \sqrt{A^2 - u^2}.$$

Данная функция – бимодальная, в точке $u=0$ она имеет минимум, а максимумы – в точках $u=\pm A$. В результате минимум метрики перехода уже не соответствует

максимальной вероятности соответствующего значения символа. Наличие шума сглаживает функцию $W_1(u)$, однако при больших A она остается бимодальной, и сверточное декодирование с помощью "классического" алгоритмом становится невозможным.

$$z_{i+1} = A \cos[(i+1)\Delta\phi + \phi_{\Pi}] = A \cos \Delta\phi \cos(i\Delta\phi + \phi_{\Pi}) + A \sin \Delta\phi \sin(i\Delta\phi + \phi_{\Pi}) = az_i + b\tilde{z}_i,$$

где

$$\tilde{z}_i = \frac{1}{2} U_{\Pi} U_0 T_C \frac{\sin(\Delta\phi/2)}{(\Delta\phi/2)} \sin[(i+0,5)\Delta\phi + \phi_{\Pi}]$$

Эта ортогональная составляющая может быть получена, если в дополнительном корреляторе в качестве опорного сигнала использовать не колебание $S_0(t)=U_0 \cos \omega_c t$, а сдвинутое на 90° колебание $S_0(t)=U_0 \sin \omega_c t$. Поэтому если из значения текущего отсчета вычесть значения предыдущих отсчетов после "косинусного" и "синусного" корреляторов, домноженные на необходимые коэффициенты a и b , то помеховая составляющая в отсчетах будет удалена.

Подобная операция удаления помеховых компонент может осуществляться схемой, приведенной на рис. 1.

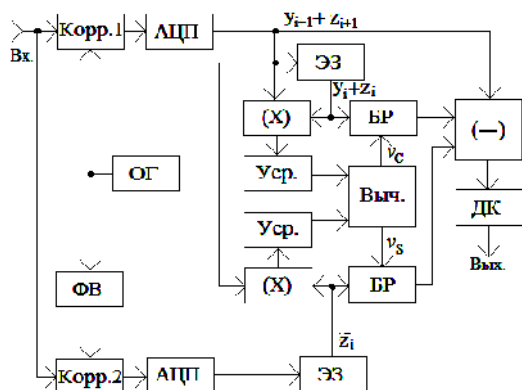


Рис. 1

В корреляторах (Корр.1 и Корр.2) с помощью сигнала опорного генератора (ОГ) и фазовращателя (ФВ) на 90° образуются колебания, содержащие информационную и помеховую составляющие. При этом в сигнале после "синусного" коррелятора

При удалении помеховых компонент из суммарного сигнала используется тот факт, что помеховые составляющие соседних отсчетов сильно коррелированы. Значение огибающей помеховой составляющей отсчета номера i можно выразить через составляющую предыдущего отсчета следующим образом:

Корр.2 информационная составляющая будет отсутствовать, поскольку подаваемое в него опорное колебание ортогонально несущей информационного сигнала. Далее в аналого-цифровых преобразователях (АЦП) отсчеты оцифровываются. В одинаковых элементах задержки (ЭЗ) они задерживаются по времени на длительность символа T_C . В блоках регулировки (БР) задержанные отсчеты домножаются на коэффициенты a и b , далее в вычитателе (-) из суммарного сигнала удаляются помеховые компоненты. После этого сигнал декодируется в декодере (ДК).

Коэффициенты a и b определяются после перемножения в перемножителях (X) значений соседних отсчетов и усреднения этих произведений в усреднителях (Уср). На выходах усреднителей будут только первые слагаемые этих выражений, так как в случае, если величина $\Delta\phi$ не кратна π , вторые слагаемые усреднятся, а в случае, если величина $\Delta\phi$ близка к кратной π , то в соответствии с (1) амплитуда помеховых составляющих будет близка к нулю.

На выходах усреднителей будут величины $v_c = 0,5A^2 \cos \Delta\phi$ и $v_s = 0,5A^2 \sin \Delta\phi$. В вычислителе (Выч) определяется величина:

$$v = \sqrt{(2v_c)^2 + (2v_s)^2} = A^2$$

и в коэффициенты передачи блоков регулировки управляются таким образом, чтобы удалить из значений выходных сигналов элементов задержки составляющую A^2 .

Следует обратить внимание, что удаление помехи описываемым образом сопровождается изменением структуры кодиро-

ванного информационного сигнала. Вместо сигнала y_{i+1} на декодер поступает сигнал $y_{i+1} - v_{cyi}$. ("синусная" составляющая на ин-

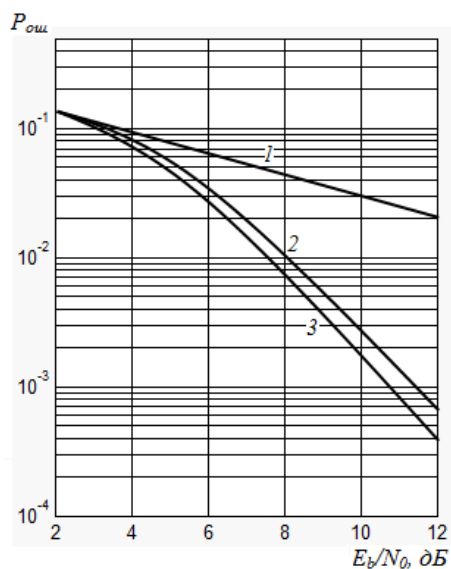


Рис. 2

формационный сигнал не влияет.) Для его декодирования алгоритм работы декодера также должен быть модифицирован.

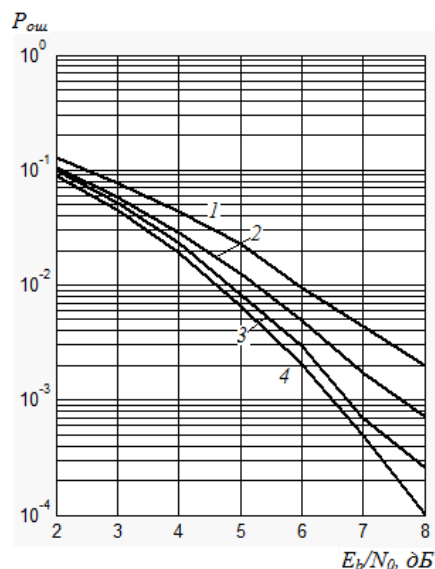


Рис. 3

Результаты экспериментальных исследований представлены на рис. 2 и 3. Для проверки эффективности изложенного алгоритма был проведен ряд модельных экспериментов на компьютере. На рис. 2 и 3 приведены в качестве примера полученные графики зависимости вероятности ошибки $P_{ош}$ от отношения (в децибелах) энергии символа E_b к спектральной мощности шума N_0 . На рис. 2 графики получены без использования описанного алгоритма обработки, на рис. 3 – с применением алгоритма.

На всех графиках отношение уровня сигнала и помехи составляло 0 дБ. Графики получены при различном соотношении L периода частоты $\Delta\omega$ и длительности символа T_c . Номера графиков на рис. 2 соответствуют значениям этого соотношения: 1 – $L=100$; 2 – $L=8$; 3 – $L=6$. Номера графиков на рис. 3 соответствуют значениям этого соотношения: 1 – $L=6$; 2 – $L=7$; 3 – $L=8$; 4 – $L=100$.

ВЫВОДЫ

Применение предлагаемого алгоритма обработки позволяет исключить негативное воздействие внешних узкополосных

помех и повысить надежность и качество передачи сигналов по каналам связи и управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ пер. с англ. – М.: Изд. дом "Вильямс", 2003.
2. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2006.
3. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Избыточность сигналов в радиосвязи. – М.: Радиотехника, 2007.
4. Omura J.K. On the Viterbi Decoding Algorithm / IEEE Trans. Inf. Theory. – Vol. IT15, January, 1969. P. 177...179.
5. Никитин О.Р., Полушин П.А., Ульянова Е.В., Синицин Д.В. Метрика при сверточной обработке цифровых сигналов // Фундаментальные исследования. – 2012, №11 (часть 2). С.450...453.
6. Полушин П.А., Синицин Д.В., Мартышевская Д.А. Адаптация сверточного алгоритма кодирования при замираниях сигнала // Мат. 10-й Междунар. научн.-техн. конф.: Перспективные технологии в средствах передачи информации (ПТСПИ-2013). – Владимир, 26-28 июня 2013. С. 134...136.

Рекомендована кафедрой менеджмента и маркетинга. Поступила 02.07.14.