

Определение значений задержек сигнала в системах передачи данных с корреляционно-временной шумовой модуляцией

С. М. Первунинский, П. Д. Журавель

Представлены результаты исследования влияния значений задержек опорного сигнала в системах связи с корреляционно-временной шумовой модуляцией на помехоустойчивость данных систем в различных режимах работы, а также предложены оптимальные значения задержек, обеспечивающие минимальную вероятность возникновения ошибки при передаче данных.

Ключевые слова: корреляционно-шумовая модуляция, помехоустойчивость, ортогонализация.

1. Введение

Сверхширокополосные технологии передачи данных на основе применения шумовых сигналов имеют ряд преимуществ, востребованных в современных условиях. К ним, в частности, относятся: возможность повторного применения спектра; стабильность связи в каналах с переменными параметрами, высокая скрытность передаваемой информации.

Вопросы применения шумовых и шумоподобных сигналов в телекоммуникационной технике рассматривались начиная с 60-х годов [1]. Возможности совершенствования систем связи на основе шумоподобных сигналов рассматриваются в работах [2 – 5]. В то же время актуальными остаются вопросы повышения помехоустойчивости и пропускной способности упомянутых систем.

Одним из классов сверхширокополосных систем передачи данных являются системы с корреляционно-временной шумовой модуляцией (КВШМ) [5]. Пример такой системы приведен на рис. 1. Это одноканальная система передачи данных шумовыми сигналами с n линиями задержки. Принцип её функционирования при передаче l -го информационного символа следующий: сгенерированный шумовым генератором Γ опорный сигнал $\xi(t)$ проходит через n линий задержки на время τ_1, \dots, τ_n соответственно, после чего каждый из них умножается на информационный символ $\alpha^{(l)} \in \{-1; +1\}$; сигналы на выходах умножителя складываются с опорным сигналом и формируют таким образом сигнал на выходе передатчика.

На вход приёмника поступает сигнал следующего вида:

$$y(t) = \xi(t) + \alpha^{(l)} \cdot \sum_{i=1}^n \xi(t - i\tau) + v(t), \quad t = [T(l-1); T \cdot l], \quad (1)$$

где $v(t)$ – аддитивная помеха канала типа белого гауссового шума.

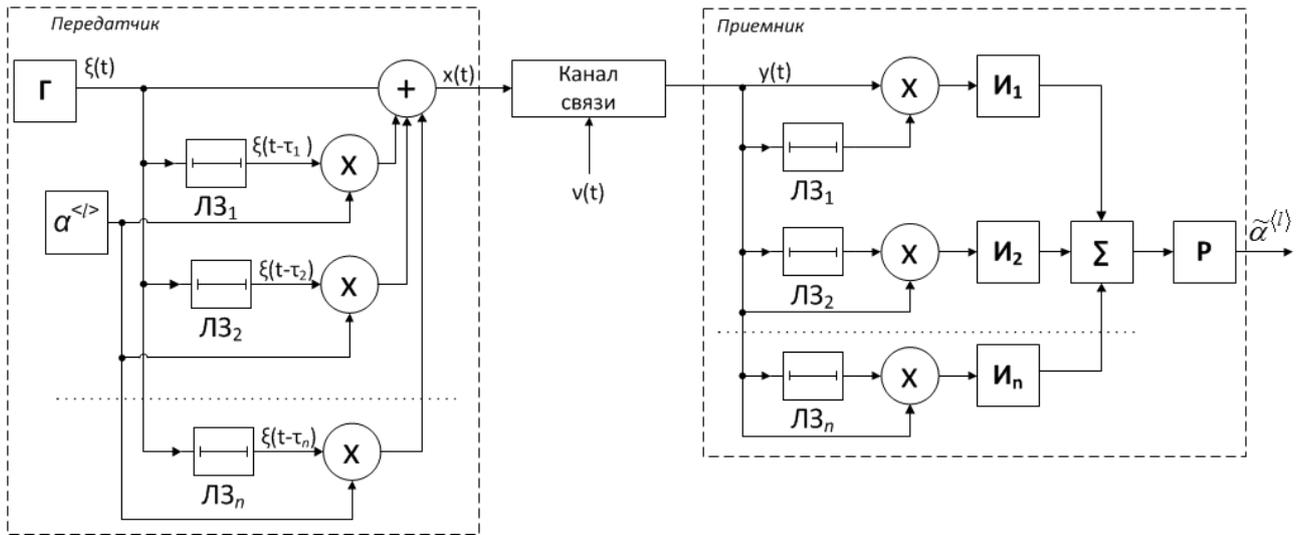


Рис. 1. Обобщённая схема одноканальной передачи данных шумовыми сигналами с корреляционно-временной модуляцией

На стороне приёмника входной сигнал подаётся также на n линий задержки ($\tau_1 \dots \tau_n$), после чего каждый из задержанных сигналов умножается с входным сигналом; сигналы с выхода каждого умножителя поступают на интеграторы I_1, I_2, \dots, I_n , значение сигнала на выходе которых имеет величину

$$\mathcal{G}_i = \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} y(t) \cdot y(t - \tau_i) dt, \quad (2)$$

где $i = \overline{1, n}$ – номер интегратора.

Полученные значения выходов интеграторов прилагаемых складываются, и их сумма \mathcal{G} поступает на вход решающего устройства P , принимающего решение относительно приёма информационного сигнала по следующему правилу:

$$\tilde{\alpha}^{\langle l \rangle} = \begin{cases} +1, & \mathcal{G} > 0; \\ -1, & \mathcal{G} \leq 0. \end{cases} \quad (3)$$

Каждая из линий задержки, вместе с совокупностью средств обработки задержанного сигнала, является отдельным субканалом.

Блок O передатчика выполняет ортогонализацию опорного сигнала $\xi(t)$. Данный процесс осуществляется согласно алгоритму Грама – Шмидта [6]:

$$z(t) = \xi(t) - \sum_{j=1}^m \frac{\int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi(t) \cdot z(t - \tau_j) dt}{\int_{T(l-1)}^{T \cdot l} z(t - \tau_j)^2 dt} \cdot z(t - \tau_j). \quad (4)$$

Опорный сигнал в интервале $[T(l-1); T \cdot l]$ является ортогональным к сигналам на m предыдущих символьных интервалах. Заметим, что при использовании ортогонализации величины задержек сигнала ($\tau_1 \dots \tau_n$) должны быть кратными продолжительности символьного интервала T . Использование ортогонализации уменьшает уровень внутрисистемных ошибок, повышая помехоустойчивость системы. Параметры распределения ортогонализованного сигнала те же, что и в $\xi(t)$ [6].

Подобной рассмотренной выше является схема многоканальной системы передачи данных шумовыми сигналами с n линиями задержки (рис. 2), предложенная в [7]. Отличиями данной системы от рассмотренной выше являются:

– в передатчике каждая из задержанных копий опорного сигнала умножается на отдельное значение информационного символа, что позволяет передавать n символов одновременно, используя для каждого символа отдельный субканал. В этом случае $\alpha^{(l)}$ является массивом длины n и выражение (1) примет вид

$$y(t) = \xi(t) + \sum_{i=1}^n \alpha_i^{(l)} \cdot \xi(t - i\tau) + v(t), \quad t = [T(l-1); T \cdot l] \quad (5)$$

– на стороне приёмника для каждого субканала используется отдельное решающее устройство, которое принимает решение о приёме символа $\alpha_i^{(l)}$ на основе сигнала \mathcal{Y}_i , определённого по выражению (2).

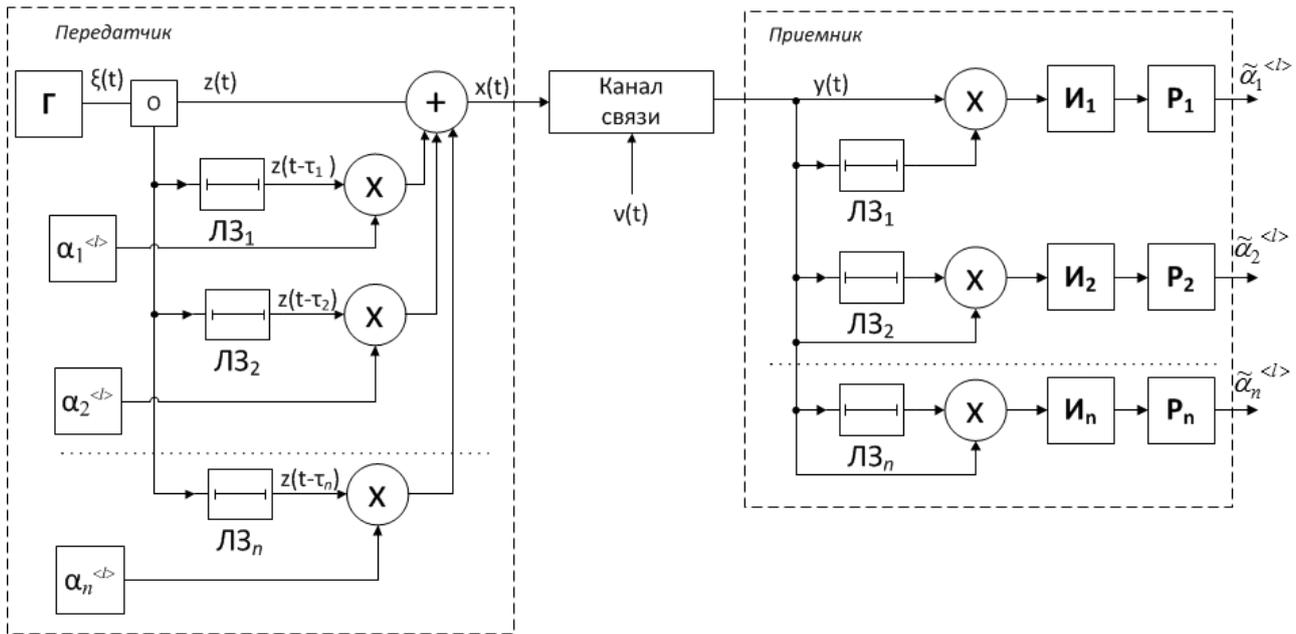


Рис. 2. Обобщённая схема многоканальной передачи данных шумовыми сигналами с корреляционно-временной модуляцией

Как и в предыдущей системе, в данной схеме также возможно применение ортогонализации.

Важным вопросом конструирования описанных систем является влияние значений задержек ($\tau_1 \dots \tau_n$) на функционирование систем и выбор таких значений, которые бы гарантировали передачу данных с повышенной помехоустойчивостью.

Таким образом, **цель** данного исследования заключается в рассмотрении влияния значений задержек на помехоустойчивость систем с КВШМ для одноканального и многоканального режимов работы и выбор набора ($\tau_1 \dots \tau_n$), обеспечивающего минимальную вероятность возникновения ошибки (BER – bit error rate) системы.

2. Результаты исследования

Сначала рассмотрим неортогонализированный вариант многоканальной системы с КВШМ как наиболее обобщённый.

Предположим, что величины задержек субканалов являются кратными одной и той же величине τ :

$$\tau_i = i \cdot \tau, i = \overline{1, n}. \quad (6)$$

Тогда, при условии $\tau_n \leq T$, сигнал на выходе i -го интегратора приёмника равен

$$\begin{aligned} \mathcal{G}_i = & \int_{T^{(l-1)}}^{T^{(l-1)}+i\tau} \left[\left[\xi(t) + \sum_{j=1}^n \alpha_j^{(l)} \cdot \xi(t-j\tau) + \nu(t) \right] \times \right. \\ & \left. \left[\xi(t-i\tau) + \sum_{j=1}^n \alpha_j^{(l-1)} \cdot \xi(t-j\tau-i\tau) + \nu(t-i\tau) \right] \right] dt + \\ & + \int_{T^{(l-1)}+i\tau}^{T \cdot l} \left[\left[\xi(t) + \sum_{j=1}^n \alpha_j^{(l)} \cdot \xi(t-j\tau) + \nu(t) \right] \times \right. \\ & \left. \left[\xi(t-i\tau) + \sum_{j=1}^n \alpha_j^{(l)} \cdot \xi(t-j\tau-i\tau) + \nu(t-i\tau) \right] \right] dt. \end{aligned} \quad (7)$$

В работах [7 – 9] было показано, что помехоустойчивость описанных систем зависит от величины математического ожидания случайных величин \mathcal{G}_i , поэтому определим этот их параметр. Случайные процессы $\xi(t), \nu(t)$ считаем гауссовыми, центрированными, дельта-коррелированными и стационарными в широком смысле с дисперсиями, равными σ_ξ^2 и σ_ν^2 соответственно.

$$\mathcal{G}_i = \eta_{11} + \eta_{12} + \eta_{13} + \eta_{21} + \eta_{22} + \eta_{23} + \eta_{31} + \eta_{32} + \eta_{33}, \quad (8)$$

где

$$\eta_{11} = \int_{T^{(l-1)}}^{T \cdot l} \xi(t) \cdot \xi(t-i\tau) dt;$$

$$\eta_{12} = \alpha_i^{(l-1)} \cdot \sum_{j=1}^n \int_{T^{(l-1)}}^{T^{(l-1)}+i\tau} \xi(t) \cdot \xi(t-i\tau-j\tau) dt + \alpha_i^{(l)} \cdot \sum_{j=1}^n \int_{T^{(l-1)}+i\tau}^{T \cdot l} \xi(t) \cdot \xi(t-i\tau-j\tau) dt;$$

$$\eta_{13} = \int_{T^{(l-1)}}^{T \cdot l} \xi(t) \cdot \nu(t-i\tau) dt;$$

$$\eta_{21} = \alpha_i^{(l)} \cdot \sum_{j=1}^n \int_{T^{(l-1)}}^{T \cdot l} \xi(t-i\tau) \cdot \xi(t-j\tau) dt;$$

$$\eta_{22} = \alpha_i^{(l)} \cdot \alpha_i^{(l-1)} \cdot \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \int_{T^{(l-1)}}^{T^{(l-1)}+i\tau} \xi(t-j\tau) \cdot \xi(t-i\tau-k\tau) dt +$$

$$+ \left(\alpha_i^{(l)} \right)^2 \cdot \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \int_{T^{(l-1)}+i\tau}^{T \cdot l} \xi(t-j\tau) \cdot \xi(t-i\tau-k\tau) dt;$$

$$\eta_{23} = \alpha_i^{(l)} \cdot \sum_{j=1}^n \int_{T^{(l-1)}}^{T \cdot l} \xi(t-j\tau) \cdot \nu(t-i\tau) dt;$$

$$\eta_{31} = \int_{T^{(l-1)}}^{T \cdot l} \nu(t) \cdot \xi(t-i\tau) dt;$$

$$\eta_{32} = \alpha_i^{(l-1)} \cdot \sum_{j=1}^n \int_{T^{(l-1)}}^{T^{(l-1)}+i\tau} \xi(t-i\tau-j\tau) \cdot \nu(t) dt + \alpha_i^{(l)} \cdot \sum_{j=1}^n \int_{T^{(l-1)}+i\tau}^{T \cdot l} \xi(t-i\tau-j\tau) \cdot \nu(t) dt;$$

$$\eta_{33} = \int_{T^{(l-1)}}^{T \cdot l} \nu(t) \cdot \nu(t-i\tau) dt.$$

Слагаемые η_{21} и η_{22} представим следующим образом:

$$\begin{aligned} \eta_{21} &= \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \left[\int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi^2(t-i\tau) dt + \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi(t-i\tau) \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \xi(t-j\tau) dt \right]; \\ \eta_{22} &= \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \alpha_i^{\langle l-1 \rangle} \cdot \left[\sum_{j=i}^n \int_{T(l-1)}^{T(l-1)+i\tau} \xi^2(t-j\tau) dt + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{j=1k=1}^n \sum_{k \neq j-i}^n \int_{T(l-1)}^{T(l-1)+i\tau} \xi(t-j\tau) \cdot \xi(t-i\tau-k\tau) dt \right] + \\ &\quad + \left(\alpha_i^{\langle l \rangle} \right)^2 \cdot \left[\sum_{j=iT(l-1)+i\tau}^n \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi^2(t-j\tau) dt + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{j=1k=1}^n \sum_{k \neq j-i}^n \int_{T(l-1)+i\tau}^{T \cdot l} \xi(t-j\tau) \cdot \xi(t-i\tau-k\tau) dt \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Найдём начальные моменты первого порядка слагаемых выражения (8):

$$m_1^{\eta_{11}} = M \left\{ \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi(t) \xi(t-i\tau) dt \right\} = \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} M \{ \xi(t) \} M \{ \xi(t-i\tau) \} dt = 0; \quad (10)$$

$$m_1^{\eta_{12}} = m_1^{\eta_{13}} = m_1^{\eta_{23}} = m_1^{\eta_{31}} = m_1^{\eta_{32}} = m_1^{\eta_{33}} = 0;$$

$$m_1^{\eta_{21}} = M \left\{ \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \left[\int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi^2(t-i\tau) dt + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi(t-i\tau) \cdot \xi(t-j\tau) dt \right] \right\} = \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \sigma_\xi^2 \cdot T; \quad (11)$$

$$\begin{aligned} m_1^{\eta_{22}} &= M \left\{ \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \alpha_i^{\langle l-1 \rangle} \cdot \left[\sum_{j=i}^n \int_{T(l-1)}^{T(l-1)+i\tau} \xi^2(t-j\tau) dt + \sum_{\substack{j=1k=1 \\ k \neq j-i}}^n \int_{T(l-1)}^{T(l-1)+i\tau} \xi(t-j\tau) \cdot \xi(t-i\tau-k\tau) dt \right] + \right. \\ &\quad \left. + \left(\alpha_i^{\langle l \rangle} \right)^2 \cdot \left[\sum_{j=iT(l-1)+i\tau}^n \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi^2(t-j\tau) dt + \sum_{\substack{j=1k=1 \\ k \neq j-i}}^n \int_{T(l-1)+i\tau}^{T \cdot l} \xi(t-j\tau) \cdot \xi(t-i\tau-k\tau) dt \right] \right\} = \\ &= \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \alpha_i^{\langle l-1 \rangle} \cdot (n-i) \cdot \sigma_\xi^2 \cdot i\tau + (n-i) \cdot \sigma_\xi^2 \cdot (T-i\tau); \end{aligned} \quad (12)$$

Складывая значения выражений (10 – 12), получим математическое ожидание:

$$m_1^g = M \{ g_i \} = \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \sigma_\xi^2 \cdot T + (n-i) \cdot \sigma_\xi^2 \cdot (T-i\tau) + \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \alpha_i^{\langle l-1 \rangle} \cdot (n-i) \cdot \sigma_\xi^2 \cdot i\tau. \quad (13)$$

Знак первого слагаемого в выражении (13) определяется только величиной $\alpha_i^{\langle l \rangle}$, поэтому данное слагаемое является определяющим при принятии решения о приёме информационного символа; это полезная составляющая математического ожидания сигнала на выходе интегратора.

Второе слагаемое выражения (13) всегда положительно, поэтому оно формирует постоянную составляющую в величине m_1^g . Эта составляющая нарушает симметричность субканалов системы, увеличивая вероятность правильного распознавания символа «+1» и, соответственно, уменьшая эту вероятность для символа «-1». Величина данной составляющей зависит от номера субканала, что тоже приводит к различным значениям помехоустой-

чивости в различных каналах многоканальной системы. С этой составляющей можно бороться, присваивая порогу i -го решающего устройства значение соответствующей постоянной составляющей. Однако более целесообразным является устранение этой составляющей вообще.

Наконец, знак третьего слагаемого выражения (13) зависит от значения не только текущего, но и предыдущего символа; поскольку, с точки зрения передатчика, информационные символы источника сообщений следуют в случайном порядке, то знак этой составляющей тоже будет меняться случайным образом, формируя дополнительную внутрисистемную помеху.

Итак, слагаемые № 2, 3 выражения (13) формируют паразитную составляющую сигнала на выходе интегратора, которая увеличивает вероятность возникновения ошибки приёма информационного символа и зависит от того, какая последовательность информационных бит передается.

Результаты приведённого выше анализа, полученные для многоканальной системы, непосредственно применимы и к одноканальной системе, если считать её передатчик аналогичным многоканальному передатчику, по субканалам которого передаются одинаковые информационные символы $\alpha_1^{<l>} = \alpha_2^{<l>} = \dots = \alpha_n^{<l>}$. Тогда математическое ожидание сигнала на входе решающего устройства B , согласно (13), будет равно сумме математических ожиданий на выходах субканалов:

$$m_1^g = \sum_{i=1}^n M\{g_i\} = n \cdot \alpha^{<l>} \cdot \sigma_\xi^2 \cdot T + n \frac{(n-1)}{2} \sigma_\xi^2 \cdot \left[T + i\tau \left(\alpha^{<l>} \cdot \alpha^{<l-1>} - 1 \right) \right]. \quad (14)$$

Если рассматривать случай ортогонализированной системы, то, в соответствии с принципами работы ортогонализатора, задержки избираются кратными длине символьного интервала T . В этом случае выражение (7) примет вид:

$$g_i = \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \left[\begin{array}{l} \left[\xi(t) + \sum_{j=1}^n \alpha_j^{<l>} \cdot \xi(t - j\tau) + v(t) \right] \times \\ \left[\xi(t - i\tau) + \sum_{j=1}^n \alpha_j^{<l-i\tau>} \cdot \xi(t - j\tau - i\tau) + v(t - i\tau) \right] \end{array} \right] dt. \quad (15)$$

Тогда слагаемые $\eta_{12}, \eta_{22}, \eta_{32}$ выражения (8) будут выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned} \eta_{12} &= \alpha_i^{<l-i\tau>} \cdot \sum_{j=1}^n \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi(t) \cdot \xi(t - i\tau - j\tau) dt; \\ \eta_{22} &= \alpha_i^{<l>} \cdot \alpha_i^{<l-i\tau>} \cdot \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi(t - j\tau) \cdot \xi(t - i\tau - k\tau) dt = \\ &= \alpha_i^{<l>} \cdot \alpha_i^{<l-i\tau>} \cdot \left(\sum_{j=iT(l-1)}^n \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi^2(t - j\tau) dt + \sum_{\substack{j=k=1 \\ k \neq j-i}}^n \sum_{T(l-1)}^{T \cdot l} \int \xi(t - j\tau) \cdot \xi(t - i\tau - k\tau) dt \right); \\ \eta_{32} &= \alpha_i^{<l-i\tau>} \cdot \sum_{j=1}^n \int_{T(l-1)}^{T \cdot l} \xi(t - i\tau - j\tau) \cdot v(t) dt. \end{aligned}$$

Начальный момент первого порядка для η_{22} будет равен

$$m_1^{\eta_{22}} = M \left\{ \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \alpha_i^{\langle l-i\tau \rangle} \cdot \left[\sum_{j=iT(l-1)}^{n \cdot T \cdot l} \int \xi^2(t-j\tau) dt + \sum_{\substack{j=1k=1 \\ k \neq j-i}}^n \sum_{T(l-1)}^{Tl} \int \xi(t-j\tau) \cdot \xi(t-i\tau-k\tau) dt \right] \right\} = \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \alpha_i^{\langle l-i\tau \rangle} \cdot (n-i) \cdot \sigma_{\xi}^2 \cdot T. \quad (16)$$

Отсюда математическое ожидание \mathcal{G}_i для случая ортогонализации равно

$$m_1^{\mathcal{G}_i} = M\{\mathcal{G}_i\} = \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \sigma_{\xi}^2 \cdot T + \alpha_i^{\langle l \rangle} \cdot \alpha_i^{\langle l-i\tau \rangle} \cdot (n-i) \cdot \sigma_{\xi}^2 \cdot T. \quad (17)$$

Как и в предыдущем случае, получаем информационную и паразитную составляющие математического ожидания.

Рассматривая выражения (12), (16), можно увидеть, что паразитная составляющая математического ожидания в i -м субканале появляется за счёт взаимной корреляции сигналов, задержанных на время $j\tau$ и $k\tau$ при выполнении равенства $j+k=i$. Отсюда следует вывод, что, с целью устранения данной составляющей, для всех выбранных задержек $(\tau_1 \dots \tau_n)$ должно выполняться условие:

$$|\tau_i - \tau_j| \neq \tau_k, \quad i, j, k \in \overline{1, n}. \quad (18)$$

Такому условию соответствует, например, числовая последовательность $(1; 3; 5; \dots; 2i-1; \dots)$, поскольку модуль разности двух любых нечётных чисел является чётным числом, не входящим в данную последовательность. Поэтому для неортогонализованной системы можно выбрать задержки, равные

$$\tau_i = 2i-1, \quad i \in \overline{1, n}. \quad (19)$$

Аналогично, для ортогонализованной системы имеем

$$\tau_i = (2i-1) \cdot T, \quad i \in \overline{1, n}. \quad (20)$$

Очевидно, что предложенная последовательность является только одной из возможных, исключающих асимметрию в субканалах и увеличивающих помехоустойчивость системы. Так, например, допустимой с точки зрения отсутствия формирования паразитной составляющей в величинах $m_1^{\mathcal{G}_i}$, является последовательность (11, 13, 19; 40), выбранная для системы множественного доступа с хаотическими сигналами [5]. Однако из соображений практической реализации систем связи с КВШМ, особенно ортогонализированных, желательно использовать, по возможности, небольшие значения задержек. Это объясняется тем, что для начала функционирования системы необходимо, чтобы приёмник получил сигнал длиной τ_{\max} , где τ_{\max} – максимальное значение величины задержки. При большом значении τ_{\max} в начале каждого информационного пакета нужно передавать достаточно длинную стартовую последовательность, являющуюся частью служебных данных системы, а это снижает скорость передачи пользовательской информации. С этой точки зрения целесообразно выбирать значения задержек, определяемых формулами (19, 20).

Таким образом, проведённый анализ позволяет обоснованно выбирать значения параметров линий задержек в рассматриваемых системах, обеспечивающих симметричность в работе субканалов приёмника и увеличивающих помехоустойчивость системы.

Литература

1. Семёнов А. М., Сикарев А. А. Широкополосная радиосвязь – М., Воениздат, 1970. – 280 с.
2. M. Sushchik, L. S. Tsimring and A. R. Volkovskii, «Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos», IEEE Trans. Circuits and Systems Part I, vol. 47, no. 12, pp. 1684-1691, 2000.

3. *Arai S., Nishio Y.* Noncoherent Correlation-Based Communication Systems Choosing Different Chaotic Maps // *Circuits and Systems*, 2007. ISCAS IEEE International Symposium on 27-30 May 2007. – p. 1433 – 1436.
4. *J. C. Feng, C. K. Tse*, Reconstruction of chaotic signals with applications to chaos-based communications. – Singapore, World Scientific Publishing Co, 2007. – 218 p.
5. *Wai Tam, Francis Lau, Chi Tse*, Digital communication with chaos. – N.Y.: Elsevier, 2006. – 256 p.
6. *Гузнин С.С.* Теоретичне та експериментальне дослідження завадостійкості системи на основі кореляційно-шумової модуляції з додаванням ортогоналізованої затриманої компоненти/ Дидковський Р. М., Гузнин С. С. // *Вестник Хмельницького національного університету. Технические науки.* – 2010. – №1. – С. 217 – 225.
7. *Журавель П. Д.* Організація множинного доступу в системах передачі даних шумовими сигналами із використанням ортогоналізації сигналів передавача // *Материалы II Международной научно-практической конференции «Физико-технологические проблемы радиотехнических устройств, средств телекоммуникаций, нано- и микроэлектроники»*, г. Черновцы, 25-27.10.2012. – с. 79-80.
8. *Первунинский С.М.* Завадостійкість бінарного автокореляційного приймача шумових ортогоналізованих сигналів з двома лініями затримки. // *С. М. Первунинский, П. Д. Журавель.* – *Вестник Хмельницького національного університету. Технические науки*, № 2. – 2012. – с. 212-218.
9. *Журавель П. Д.* Завадостійкість автокореляційного бінарного приймача шумового сигналу з двома субканалами /П. Д. Журавель, С. М. Первунинский // *материалы V Международного научно-технического симпозиума «Новейшие технологии в коммуникациях»*. Карпаты, Вышков, 17-21.01.2012. Сборник тезисов ДУІКТ-Карпаты'2012, г. Киев, 2012, с. 135-136.

Статья поступила в редакцию 26.11.2012

Первунинский Станислав Михайлович

д.т.н., профессор, завкафедрой программного обеспечения автоматизированных систем Черкасского государственного технологического университета (18006, Украина, г. Черкассы, бул. Шевченко, 460), тел. (0472) 32-47-17, e-mail: cherkpervun@rambler.ru

Журавель Павел Дмитриевич

аспирант кафедры программного обеспечения автоматизированных систем Черкасского государственного технологического университета (18006, Украина, г. Черкассы, бул. Шевченко, 460), тел. (097) 432-67-34, e-mail: pzhuravel@gmail.com

Signal delays estimation in data transmission systems with correlation time noise modulation

S. Pervuninskyi, P. Zhuravel

The research results of reference signal delays influence in communication systems with correlation delay noise modulation on noise immunity of such systems in different modes are presented. Optimal delays are proposed for enabling minimal error rise while data transmission.

Keywords: correlation-noise modulation, noise immunity, orthogonalization.