

Помехоустойчивость системы множественного доступа с корреляционно-временной манипуляцией шумового сигнала

С.М. Первунинский, В.В. Метелап

Цель: разработка алгоритма множественного доступа в телекоммуникационной системе с сигналами типа гауссового шума, анализ и исследование помехоустойчивости системы с корреляционно-временным методом обработки в зависимости от количества одновременно работающих каналов. **Результаты:** предложен новый алгоритм множественного доступа, учитывающий особенности сигналов типа гауссового шума, используемых в качестве носителя информации. С целью уменьшения влияния мешающих сигналов от соседних субканалов рассмотрен случай, когда шумовая составляющая, используемая для формирования результирующего сигнала, централизованно поступает в каждый из каналов, где и используется для формирования информационной составляющей. Представлена простая структура приёмо-передающей части системы с корреляционно-временной модуляцией шумового сигнала, упрощение которой достигнуто за счёт применения в передатчике общего для всех каналов генератора сигналов типа белого гауссового шума. Описана математическая модель сигнала анализируемой многоканальной системы, в которой, с целью упрощения анализа, составляющая аддитивной помехи канала связи исключена из рассмотрения. Исключение составляющей помехи канала связи позволило получить конечные результаты анализа с учётом влияния на помехоустойчивость каждого субканала только взаимных помех соседних каналов. Полученные аналитические выражения для определения помехоустойчивости многоканальной системы с корреляционно-временной манипуляцией шумовых сигналов учитывают значения математических ожиданий первого и второго порядка случайных величин, наблюдаемых на выходах интеграторов, по значениям которых, поступающих в конце тактового интервала на вход решающего устройства соответствующего субканала, принимается решение о переданном информационном бите. Проанализирована зависимость вероятности ошибки в каждом из субканалов приёмного устройства; результаты анализа помехоустойчивости системы с шумовыми сигналами типа белого гауссового шума от системных помех соседних каналов представлены графически. Помехоустойчивость многоканальной системы, с количеством каналов от 2 до 6, представлена графическими зависимостями от значения тактового интервала.

Ключевые слова: система связи, множественный доступ, корреляционно-временная манипуляция, шумовой сигнал.

1. Введение

В последние десятилетия отмечается тенденция активного роста количества систем передачи информации, построенных на основе сигналов с расширенным спектром [1 – 17]. Системы с множественным доступом становятся наиболее распространённой техникой передачи данных для высокоскоростных беспроводных телекоммуникационных систем. Среди методов управления доступом большого количества абонентов к общему каналу особое

место занимают методы случайного множественного доступа с разрешением конфликтов. При довольно низкой интенсивности входного потока сообщений конфликты по доступу к каналу связи возникают редко, и задержка сообщения оказывается значительно меньше, чем при использовании других методов множественного доступа. Однако, даже при постоянной суммарной интенсивности входного потока увеличение количества абонентов приводит к катастрофическому росту задержки в передаче данных.

Одним из возможных подходов к решению данной проблемы является использование широкополосных систем связи, когда информация каждого абонента передаётся вместе с данными других пользователей, которые подключены к магистральному каналу.

2. Цель работы

Цель работы состоит в разработке алгоритма множественного доступа в системах с шумовыми сигналами типа гауссового шума и в исследовании помехоустойчивости системы с корреляционно-временным методом обработки.

В соответствии с целью исследования в работе решаются следующие задачи:

- разработка нового алгоритма множественного доступа, построенного с учётом особенностей широкополосных шумовых сигналов, и разработка структуры приёмопередающего оборудования;
- исследование помехоустойчивости предложенной системы множественного доступа и анализ ее эффективности при различном количестве пользователей.

При получении основных результатов используются общие методы системного анализа, методы теории вероятностей, теории случайных процессов, а также имитационное моделирование.

3. Основная часть

В работе [18] описана система передачи данных от N пользователей с использованием техники множественного доступа для хаотических сигналов с корреляционно-временной манипуляцией (MA-DCSK – multiple access technique for differential chaos shift keying). Схема формирования выходного сигнала в передатчике системы приведена на рис. 1.

В приведённой структуре системы сигналов каждый канал связи передаёт бинарную информацию со скоростью $1/T$, где T – тактовый интервал, выделенный для передачи одного бита. В соответствии со структурой построения системы DCSK интервал T разделён на две части (слоты) длиной $T/2$. На каждом из этих слотов вначале формируется, так называемая эталонная хаотическая последовательность (reference sample) $R_{i,j}$, где i – номер канала, j – номер тактового интервала, а на другом слоте из $R_{i,j}$ формируется информационная хаотическая последовательность $D_{i,j}$ (chaos data sample).

Возможность одновременной передачи сигналов N каналов обеспечивается достаточно сложной структурой сигналов, что представлено на рис.1. Фактически для каждого канала выделен отдельный временной интервал – кадр (frame), длина которого равна $i \cdot T$ (на рисунке такой кадр имеет обозначение $F_{i,j}$). Указанная структура кадров $F_{i,j}$ позволяет в приёмниках каждого канала выделять значения информационного бита по значению функции автокорреляции между j -м информационным слотом $D_{i,j}$ и сигналом, который был передан в слоте $R_{i,j}$. Причём для любых каналов i и k одновременное местонахождение по времени слотов $R_{i,j}$ и $R_{k,j}$ разное, что и обеспечивает независимое выделение информационного бита для каждого канала системы.

Отмеченная сложность структуры системы сигналов в системе с MA-DCSK приводит к усложнению алгоритмов формирования и обработки информации в каждом канале, а это усложняет и аппаратную реализацию синхронизирующих и приёмо-передающих устройств системы.

Более простую структуру сигналов имеет многоканальная система, которая построена на основе структуры бинарной системы с корреляционно-временной манипуляцией шумовых сигналов (КВМШС), когда сигнал, сформированный бинарным передатчиком, имеет вид:

$$x(t) = \xi(t) + \alpha_i \cdot \xi(t - \tau_1), \quad t = [0; T], \quad (1)$$

где $\alpha_i \in \{-1, +1\}$ – переданный информационный символ, соответствующий логическим бинарным сигналам «0» и «1»;

$\xi(t)$ – реализация гауссового шума;

τ_1 – временная задержка реализации $\xi(t)$.

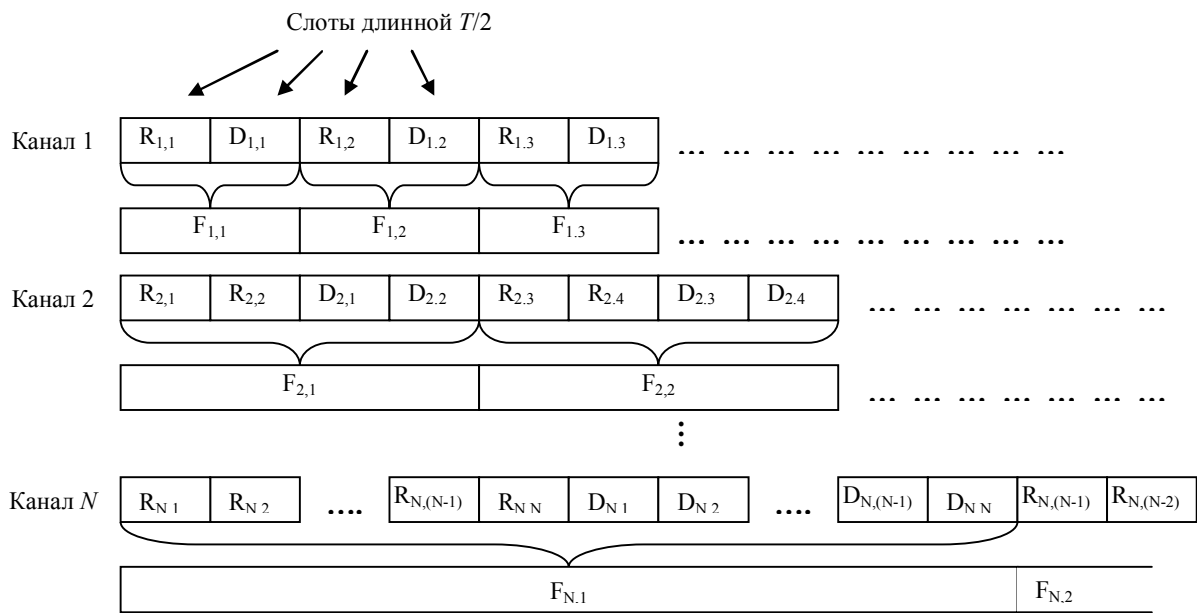


Рис. 1. Структура выходного сигнала передатчика системы MA – DCSK

Выбрав разные временные задержки τ_i для каждого i -го канала системы с множественным доступом (МД-КВМШС) при передаче независимой битовой информации каналов, которая определена значениями коэффициентов α_i , $i = \overline{1, N}$, суммарный сигнал от N каналов будет иметь вид

$$S(t) = \sum_{i=1}^N (\xi(t) + \alpha_{i,j} \cdot \xi(t - \tau_i)), \quad t = \overline{(j-1)T, T}, \quad (2)$$

где $\alpha_{i,j}$ – значение информационного символа i -го канала на j -м тактовом интервале.

Описание суммарного сигнала системы выражением (2) учитывает, что каждый канал формирует сигнал в передатчике независимо от работы других $(N-1)$ каналов. Такая структура сигнала $S(t)$ относится к типу децентрализованных. В ней для каждого канала используются собственные генераторы шума $\xi_i(t)$. Однако в этом случае помехоустойчивость системы будет ниже, поскольку каждый из других $N-1$ генераторов $\xi_k(t)$ для i -го канала будет дополнительной помехой.

Учитывая сказанное, с целью уменьшения влияния мешающих сигналов в (2), рассмотрим помехоустойчивость системы, когда шум $\xi(t)$ централизованно подаётся в каждый из N

каналов и используется для формирования информационной составляющей [19]. В этом случае выражение (2) приобретает вид

$$S(t) = \xi(t) + \sum_{i=1}^N \alpha_{i,j} \cdot \xi(t - \tau_i), \quad t = \overline{(j-1)T, T}, \quad (3)$$

что упрощает как структуру передающего устройства многоканальной системы, так и дальнейший её анализ.

Структурная схема передатчика, реализующая выражение (3), приведена на рис. 2.

На рис.2 использованы следующие обозначения: ГШ – генератор шумового процесса $\xi(t)$; блоки задержки на величину τ_i вместе с блоками умножения формируют информационную составляющую i -го канала на тактовом интервале T ; сумматор обозначен знаком Σ . Сигнал $S(t)$ после прохождения канала связи поступает к приёмнику системы вместе с аддитивной помехой $n(t)$ канала.

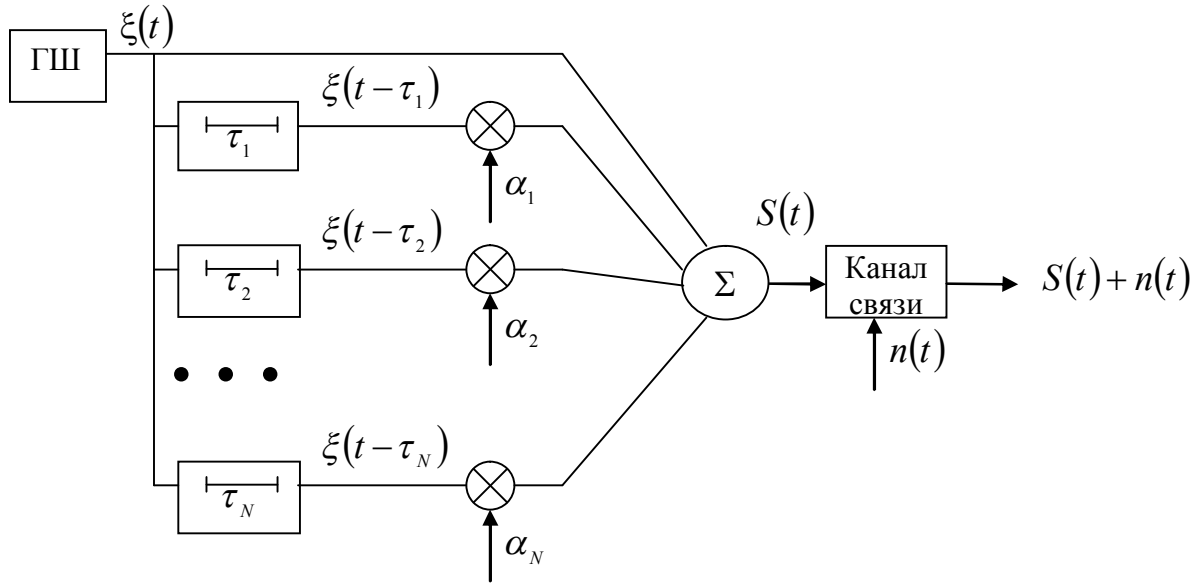


Рис. 2. Структурная схема передающего устройства и канала связи системы МД-КВМШС

Структурная схема приёмника N -канальной системы приведена на рис. 3. Данная схема состоит из N субканалов, каждый из них имеет блок линии задержки на величину τ_i и коррелятор, включающий блок умножения и интегратор I_i . Сигнал с выхода интегратора в конце тактового интервала T подаётся на вход решающего устройства PY_i . В зависимости от знака сигнала, который поступил на решающее устройство, формируется оценка переданного бита $\hat{\alpha}_{i,j}$ на j -м тактовом интервале i -го субканала.

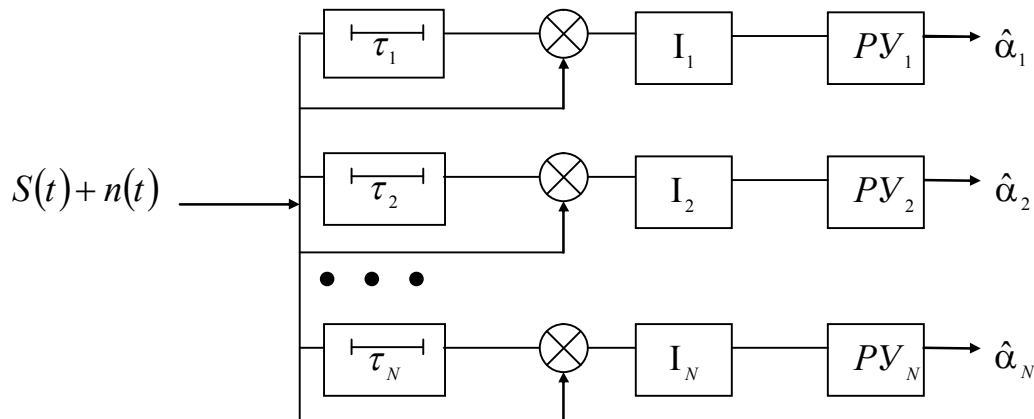


Рис. 3. Структурная схема приёмного устройства системы МД-КВМШС

Как можно заметить из анализа системы МД-КВМШС, приведённой на рис. 2 и 3, структура её приёмо-передающих устройств значительно проще системы МА-DCSK, сигналы которой представлены на рис. 1. Простота системы тут обусловлена использованием нового сигнала – типа белого гауссового шума, а не хаотического.

Анализ помехоустойчивости системы с шумовыми сигналами начнём с описания математической модели сигнала $\mathcal{G}_i$, по значению которого РУ_{*i*} осуществляет оценку переданного бита $\hat{\alpha}_{i,j}$:

$$\mathcal{G}_i = \int_0^T [S(t) + n(t)] \cdot [S(t - \tau_i) + n(t - \tau_i)] dt, \quad i = \overline{1, N}. \quad (4)$$

Решающее устройство по значению величины $\mathcal{G}_i$ фиксирует передачу символа (оценку сигнала) $\hat{\alpha}_i = 1$, если сигнал на выходе коррелятора имеет положительное значение, или другую оценку $\hat{\alpha}_i = -1$ в противоположном случае. Определение апостериорных вероятностей таких событий можно найти, рассмотрев статистические параметры величины $\mathcal{G}_i$. Проанализируем значения математических ожиданий первого и второго порядка этой величины. Подставив в (4) значения сигнала $S(t)$ из выражения (3), имеем

$$\begin{aligned} \mathcal{G}_i = & \int_0^T [\xi(t) + \alpha_i \xi(t - \tau_i) + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^N \alpha_k \xi(t - \tau_k) + n(t)] [\xi(t - \tau_i) + \alpha_i \xi(t - 2\tau_i) + \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^N \alpha_k \xi(t - \tau_k - \tau_i) + n(t - \tau_i)] dt = \int_0^T [y(t) + z(t)] [y(t - \tau_i) + z(t - \tau_i)] dt, \end{aligned} \quad (5)$$

где для удобства введено обозначение:

$y(t) = \xi(t) + \alpha_i \xi(t - \tau_i)$ – часть сигнала $S(t)$, который содержит информацию i -го субканала;

$z(t) = n(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \alpha_j \xi(t - \tau_j)$ – сигнал, который для i -го канала лишний и может рассматриваться как полная помеха для основного канала.

В дальнейшем считаем случайный процесс $\xi(t)$ гауссовым, центрированным, дельта-коррелированным и стационарным в широком смысле. Дисперсию случайного процесса $\xi(t)$ обозначим как σ_ξ^2 .

Для упрощения анализа рассмотрим случай, когда в канале связи помеха $n(t)$ отсутствует, а действие составляющей $\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \alpha_j \xi(t - \tau_j)$ для i -го канала учтём как значение $z(t)$. Помеха

$z(t)$, очевидно, является центрированной (с нулевым средним значением), гауссовой и имеет дисперсию $\sigma_z^2 = (n-1)\sigma_\xi^2$. При такой составляющей $z(t)$ фактически необходимо провести анализ не N -канальной системы, а бинарной, в чём и состоит существенное упрощение [19]. Допустимость такого упрощения в дальнейшем будет проверена результатами имитационного моделирования системы.

При данном допущении выражение (5) запишем следующим образом

$$\mathcal{G}_1 = \eta_{y,y}(t, t - \tau_i) + \eta_{y,z}(t, t - \tau_i) + \eta_{y,z}(t - \tau_i, t) + \eta_{z,z}(t, t - \tau_i), \quad (6)$$

где обозначено $\eta_{u,v}(b, c) = \int_0^T u(b)v(c)dt$, $u, v \in (y, z)$, $b, c \in (t, t - \tau_i)$.

Значение второго взаимного момента случайных процессов $\xi(t)$ и $z(t)$ в этом случае определяется величиной

$$M\{\xi(y)\xi(z)\} = \sigma_\xi^2 \delta(y - z), \quad (7)$$

где $\delta(x)$ – дельта-функция Дирака.

Тогда с использованием фильтрующего свойства дельта-функции имеем

$$\begin{aligned} m_1(\eta_{y,y}(t, t - \tau_i)) &= M\left\{\int_0^T y(t)y(t - \tau_i)dt\right\} = \\ &= M\int_0^T \{\xi(t) + \alpha_i \xi(t - \tau_i)\} \{\xi(t - \tau_i) + \alpha_i \xi(t - 2\tau_i)\} dt = \\ &= M\int_0^T \{\xi(t)\xi(t - \tau_i) + \alpha_i \xi(t)\xi(t - \tau_i) + \alpha_i \xi^2(t - \tau_i) + \xi(t - \tau_i)\xi(t - 2\tau_i)\} dt = \alpha_i \sigma_\xi^2 T. \end{aligned} \quad (8)$$

Соответственно можно найти значения моментов оставшихся случайных величин, представленных в выражении (6):

$$m_1(\eta_{y,z}(t, t - \tau_i)) = m_1(\eta_{y,z}(t - \tau_i, t)) = m_1(\eta_{z,z}(t, t - \tau_i)) = 0. \quad (9)$$

Таким образом, используя линейное свойство операции математического ожидания величины $\mathcal{G}_i$, из (6), учитывая выражения (8), (9), имеем

$$m_1(\mathcal{G}_i) = M(\mathcal{G}_i) = \alpha_i \sigma_\xi^2 T. \quad (10)$$

Полученное значение момента первого порядка величины $\mathcal{G}_i$ определяет среднюю энергию информационной составляющей сигнала i -го канала, а знак перед энергией несёт информацию про переданный бит.

Вычисление второго начального момента $m_2(\mathcal{G}_i)$ связано с расчётом значения $M\{\mathcal{G}_i^2\}$. Определение составляющих из (6), которые возникают при записи $\mathcal{G}_i^2$, начнём с анализа величины

$$\begin{aligned} m_1(\eta_{y,y}^2(t, t - \tau_i)) &= M\left\{\left[\int_0^T (\xi(t) + \alpha_i \xi(t - \tau_i))(\xi(t - \tau_i) + \alpha_i \xi(t - 2\tau_i))dt\right]^2\right\} = \\ &= M\left\{\int_0^T (\xi(t)\xi(t - \tau_i) + \alpha_i \xi(t)\xi(t - \tau_i) + \alpha_i \xi^2(t - \tau_i) + \xi(t - \tau_i)\xi(t - 2\tau_i))dt \times \right. \\ &\quad \times \left. \int_0^T (\xi(z)\xi(z - \tau_i) + \alpha_i \xi(z)\xi(z - \tau_i) + \alpha_i \xi^2(z - \tau_i) + \xi(z - \tau_i)\xi(z - 2\tau_i))dz\right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Как видим из (11), для вычисления момента $m_1(\eta_{y,y}^2(t, t - \tau_i))$ необходимо определить моменты четвёртого порядка от совместно гауссовых, центрированных случайных величин типа $\xi(t)$, $\xi(x)$, $\xi(t - \tau_i)$, $\xi(x - \tau_i)$. Для этого воспользуемся формулой [20]:

$$\begin{aligned} M\{\xi(t)\xi(x)\xi(t - \tau_i)\xi(x - \tau_i)\} &= M\{\xi(t)\xi(x)\}M\{\xi(t - \tau_i)\xi(x - \tau_i)\} + \\ &+ M\{\xi(t)\xi(t - \tau_i)\}M\{\xi(x)\xi(x - \tau_i)\} + M\{\xi(t)\xi(x - \tau_i)\}M\{\xi(x)\xi(t - \tau_i)\}. \end{aligned} \quad (12)$$

Используя соотношения (12) и (7) в (11) и фильтрующее свойство дельта-функции, имеем

$$\begin{aligned} &M \int_0^T \int_0^T \{\xi(t)\xi(t - \tau_i)\xi(z)\xi(z - \tau_i)\} dt dz = \\ &\int_0^T M\{\xi(t)\xi(t - \tau_i)\} dt \int_0^T M\{\xi(z)\xi(z - \tau_i)\} dz + \int_0^T \int_0^T M\{\xi(t)\xi(z)\} M\{\xi(t - \tau_i)\xi(z - \tau_i)\} dz dt + \\ &+ \int_0^T \int_0^T M\{\xi(t)\xi(z - \tau_i)\} M\{\xi(t - \tau_i)\xi(z)\} dz dt = \\ &= \sigma_\xi^4 \delta(\tau_i) \delta(\tau_i) + \sigma_\xi^2 \int_0^T \int_0^T M[\xi(t)\xi(z)] \delta(t - z) dz dt + \sigma_\xi^4 \int_0^T \int_0^T \{\delta(t - z + \tau_i) \delta(t - z - \tau_i)\} dz dt = \\ &= \sigma_\xi^2 \int_0^T M\{\xi(t)\xi(t)\} dt + \sigma_\xi^4 \int_0^T \delta(2\tau_i) dt = \sigma_\xi^4 T. \end{aligned}$$

Аналогично определяются и другие слагаемые в выражении (11), суммируя которые получаем

$$m_1(\eta_{y,y}^2(t, t - \tau_i)) = \sigma_\xi^4 T(T + 7). \quad (13)$$

Подобным образом из (6) определяем:

$$m_1(\eta_{y,z}^2(t, t - \tau_i)) = 2\sigma_\xi^2 \sigma_z^2 T; \quad m_1(\eta_{z,y}^2(t, t - \tau_i)) = 2\sigma_\xi^2 \sigma_z^2 T; \quad m_1(\eta_{z,z}^2(t, t - \tau_i)) = \sigma_z^4 T. \quad (14)$$

Удвоенные парные произведения элементов, которые возникают при вычислении величины $M\{\mathcal{G}_i^2\}$, определённой из выражения (6), как несложно проверить, все равны нулю. Потому, с учётом величин в выражениях (13) и (14), получаем

$$M\{\mathcal{G}_i^2\} = [\sigma_\xi^4(7 + T) + \sigma_z^4 + 4\sigma_\xi^2 \sigma_z^2] T. \quad (15)$$

Соответственно дисперсия случайной величины $\mathcal{G}_i$ с учётом значений выражений (10) и (15), и величины $\sigma_z^2 = (n - 1)\sigma_\xi^2$ определяется как

$$D_2(\mathcal{G}_i) = M\{\mathcal{G}_i^2\} - (M\{\mathcal{G}_i\})^2 = [n^2 + 2n + 4]\sigma_\xi^4 T. \quad (16)$$

Анализируя составляющие величины $\mathcal{G}_i$ в (5), можно установить, что только одна из них, которая представлена случайным значением $\xi^2(x - \tau_i)$, имеет отличное от гауссового распределение, а именно – распределение типа χ -квадрат. Все другие случайные величины имеют гауссовое распределение как произведение от независимых гауссовых величин. В то же время сумму большого количества значений $\xi^2(x - \tau_i)$, что есть интеграл на промежутке T в (5), можно аппроксимировать гауссовым распределением на основании центральной

предельной теоремы [20]. Потому величину $\mathcal{G}_i$ будем считать гауссовой, плотность распределения которой на входе решающего устройства описывается выражением:

$$f(\mathcal{G}_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_2(\mathcal{G}_i)}} \cdot \exp\left(-\frac{(\mathcal{G}_i - m_1(\mathcal{G}_i))^2}{2D_2(\mathcal{G}_i)}\right), \quad (17)$$

где математическое ожидание и дисперсия указаны в выражениях (10) и (16).

Определив распределение случайной величины $\mathcal{G}_i$, можно найти вероятность ошибки приёма информационного символа α_i , что передан по i -у каналу N -канальной системы, из соотношения

$$P_i = p(\alpha_i = 1)P(\mathcal{G}_i < 0 \mid \alpha_i = 1) + p(\alpha_i = -1)P(\mathcal{G}_i \geq 0 \mid \alpha_i = -1), \quad (18)$$

где $p(\alpha_i = \pm 1)$ – априорная вероятность передачи символа α_i ;

$P(\mathcal{G}_i \mid \alpha_i)$ – апостериорная вероятность события, что $\mathcal{G}_i$ имеет знак, противоположный знаку величины α_i .

Замечая, что апостериорные вероятности при гауссовом распределении $\mathcal{G}_i$ имеют одинаковое значение

$$P(\mathcal{G}_i \geq 0 \mid \alpha_i = 1) = P(\mathcal{G}_i \leq 0 \mid \alpha_i = -1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_2(\mathcal{G}_i)}} \int_{-\infty}^0 \exp\left(-\frac{(\mathcal{G}_i - |m_1(\mathcal{G}_i)|)^2}{2D_2(\mathcal{G}_i)}\right) d\mathcal{G}_i, \quad (19)$$

и ограничиваясь равновероятными априорными вероятностями $p(\alpha_i = 1) = 1/2$, из (18) с учётом уравнений (19), (10) и (16) можно записать конечное выражение для вычисления вероятности ошибки в i -м канале

$$P_i = \int_{-\infty}^0 f(\mathcal{G}_i) d\mathcal{G}_i = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^G e^{-t^2} dt, \quad (20)$$

где $G = -\frac{|m_1(\mathcal{G}_i)|}{\sqrt{2D_2(\mathcal{G}_i)}} = \frac{-\sigma_{\xi}^2 \cdot T}{\sqrt{2T[n^2 + 2n + 4]\sigma_{\xi}^4}} = \sqrt{\frac{T}{2[n^2 + 2n + 4]}}$.

Как отмечено выше, все каналы системы работают в равных условиях, потому выражение (20) определяет вероятность ошибки (помехоустойчивость) любого из N каналов.

На рис. 4 приведены графики зависимости помехоустойчивости системы передачи с количеством каналов от $n=2$ до $n=6$ в зависимости от параметра T , которые рассчитаны по формуле (20). Из рисунка видим, что помехоустойчивость рассмотренной системы связи при увеличении количества каналов уменьшается. Это объясняется тем, что каждый из соседних каналов для информационного канала – это дополнительная помеха, что и ухудшает помехоустойчивость системы.

Отметим, что помехоустойчивость системы при модели сигналов, которая указана выше, не зависит от значения дисперсии информационной составляющей сигнала σ_{ξ}^2 . Это объясняется тем, что при постановке задачи мы учли только внутрисистемные помехи в модели, без учёта дополнительных помех канала связи. Случай, когда мощность шумовой составляющей $\sigma_{\xi}^2 = 0$, к результатам, описываемым выражением (20), не применим, поскольку это относится к ситуации, когда все пользователи не пользуются каналом связи.

Имитационное моделирование помехоустойчивости N -канальной системы, проведённое без учёта помех в канале связи, полностью подтверждает результаты теоретического анализа, представленные на рис. 4.

4. Выводы

В работе предложен новый алгоритм множественного доступа, учитывающий особенности шумовых сигналов. Представлена простая структура приёмо-передающей части системы МД-КВМШС. Проведено исследование зависимости помехоустойчивости системы с шумовыми сигналами типа гауссового шума от системных помех соседних каналов. Результаты теоретического анализа помехоустойчивости системы подтверждены имитационным моделированием.

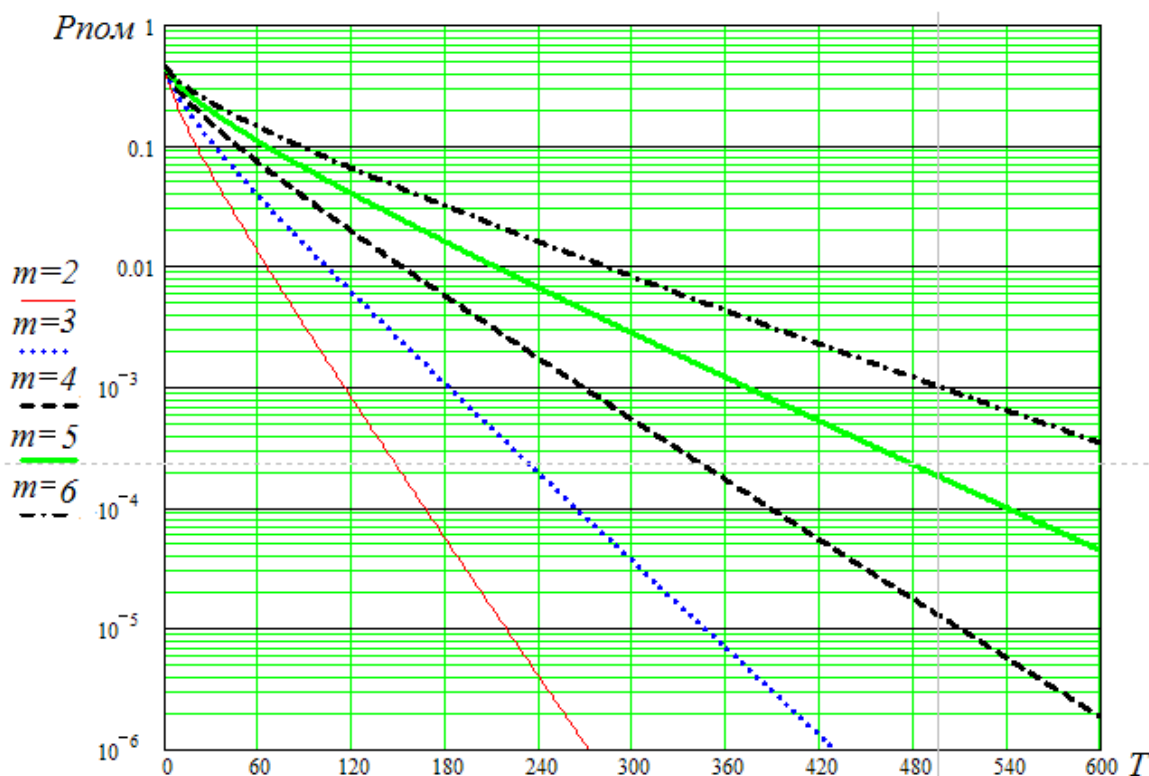


Рис. 4. Зависимость помехоустойчивости N -канальной системы передачи данных шумовыми сигналами от значения T

Литература

1. Аксёнов А. В., Беляев Р. В., Калинин В. И., Кислов В. В., Колесов В. В. Система связи с расширением спектра на основе хаотических бинарных сигналов // Материалы 13 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2003. С. 315–316.
2. Torrieri D. Principles of spread-spectrum communication systems. Boston: Springer Science, 2005. 456 p.
3. McDowell A. T., Lehnert J. S., Jeong Y. K. Dual-phase continuous phase modulation for spread-spectrum multiple-access communication // IEEE Trans. Commun. 2004. Vol. 52, No. 5. P. 823–833.

4. *Feher K.* Wireless digital communications. Modulation and spread spectrum applications. New Jersey: Prentice-Hall. 2000. 520 p.
5. *Дідковський Р. М.* Порівняльний аналіз потенційної завадостійкості основних методів модуляції шумового сигналу // Наукові записки УНДІЗ. 2012. № 2 (22). С. 86-93.
6. *Вовченко О. В., Первунінський С. М.* Дослідження завадостійкості пристрою синхронізації в системах зв'язку з шумовими сигналами // Вісник ЧДТУ. 2012. №1. С. 76-82.
7. *Журавель П. Д., Первунінський С. М.* Завадостійкість бінарного автокореляційного приймача асиметричного шумового сигналу // Вісник ЧДТУ. 2012. №1. С. 82-86.
8. *Вовченко О. В., Первунінський С. М.* Бітова синхронізація системи з кореляційно-часовою шумовою маніпуляцією // Вісник ЧДТУ. 2013. №4. С. 77-82.
9. *Дидковский Р. М., Первунинский С. М., Бокла Н. И.* Базовые методы модуляции стохастических сигналов // Доклады БГУИР. 2013. №4 (74). С. 50-55.
10. *Журавель П. Д., Первунинский С. М.* Определение значений задержек сигнала в системах передачи данных с корреляционно-временной шумовой модуляцией // Вестник СибГУТИ. 2013. №1. С. 21-28.
11. *Журавель П. Д., Первунінський С. М.* Організація множинного доступу в системах передачі даних шумовими сигналами // Наукові записки УНДІЗ. 2012. №4 (24). С. 9-14.
12. *Дідковський Р. М., Первунінський С. М.* Моделювання систем зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу // Праці Одеського політехнічного університету. №1 (38). 2012. С. 198-202.
13. *Дідковський Р. М., Первунінський С. М.* Тактова синхронізація у системах зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу // Радіотехніка. 2011. №165. С. 201-207.
14. *Дідковський Р. М., Лега Ю. Г., Первунінський С. М.* Оптимальные кодовые последовательности в задачах тактовой синхронизации систем связи с фазовой манипуляцией шумового сигнала // Радиоэлектроника. 2012. Т.55, №4. С. 11-19.
15. *Ilchenko M. Ye.* Clifford Algebra in Multipleaccess Noise-Signal Communication Systems / M. Ye. Ilchenko, T. N. Narytnik, R. M. Didkovsky // Telecommunications and Radio Engineering. Begell House, Inc., 2013. Vol. 72, N. 18. P. 1651-1663.
16. *Дидковський Р. М., Вовченко А. В., Бокла Н. И.* Тактовая синхронизация систем связи со стохастическими сигналами с использованием последовательностей баркера // Автоматика и вычислительная техника. 2013. № 3. С.73-82.
17. *Журавель П. Д., Первунінський С. М.* Завадостійкість бінарного автокореляційного приймача шумових ортогоналізованих сигналів з двома лініями затримки // Вісник Хмельницького національного університету. 2012. №2. С. 212-218.
18. *Lau F. C. M., Yip M. M., Tse C. K. and Hau S. F.* A multiple access technique for differential chaos shift keying // IEEE Transactions on Circuits and Systems. Part I, 49(1), P. 96–104.
19. Деклараційний патент на корисну модель № 32884, Н04В 7/00. Пристрій для передачі інформації м-позиційними шумовими сигналами/ Лега Ю. Г., Первунінський С. М., Гузнін С. С. Опубл., 10.06.2008, бюл. № 11. 4 с.
20. *Тихонов В. И., Харисонов В. Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: «Радио и связь», 1991. 608 с.

*Статья поступила в редакцию 16.07.2014;
переработанный вариант — 21.10.2014*

Первунинский Станислав Михайлович

д.т.н., профессор, завкафедрой программного обеспечения автоматизированных систем Черкасского государственного технологического университета (18006, Украина, г. Черкассы, бул. Шевченко, 460), тел. +38(0472) 32-47-17, e-mail: cherkpervun@rambler.ru

Метелап Владимир Владимирович

ассистент кафедры программного обеспечения автоматизированных систем Черкасского государственного технологического университета (18006, Украина, г. Черкассы, бул. Шевченко, 460), тел. +38(063) 281-76-77, e-mail: chdtusciencemvv@mail.ru

BER performance of multiple-access system with correlated time shifting of noise signal.

S.M. Pervuninsky, V.V. Metelap

Purpose: Research of new algorithm of multiple-access in telecommunication system with Gaussian noise signal, analysis and research of noise stability of system with correlation-delay-shifting manipulation of noise signal depending on the number of simultaneously working channels are provided. **Results:** The paper presents a new algorithm of multiple-access taking into account the features of the Gaussian noise signals used as base information signals. The study depicts the case when the noise component used to form the resulting signal is supplied centrally to each of the channels, where it is used to generate the informational component. The aim is to decrease influence of interfering signals from adjacent sub-channels. A simple structure of the transceiver system with correlation-time modulation of the noise signal is presented, the simplification of which is achieved by the use of the signals wave-form generator like white Gaussian noise in the transmitter which is common to all channels. The signal mathematical model of the analyzed multi-channel system is described in which, in order to simplify the analysis, additive noise component of the communication channel is excluded from consideration. The exclusion of channel interference allowed to achieve analysis final results taking into account the influence on noise immunity of each sub-channel only inter-burst interferences of adjacent channels. Analytical expressions for determining the immunity of a multichannel system with correlation-time manipulation of the noise signal takes into account expectation value of the first and second order of random variables observed at the output of the integrators. According to the values received at the end of the clock period and incoming to the corresponding sub-channel solver, a decision is made about transmitted information bit. Dependence of error probability in each of sub-channels of the receiving device is analyzed. The results of immunity system noise signals such as white Gaussian noise from adjacent channel interference system are presented graphically. Noise stability of multi-channel system with the number of channels from 2 to 6 is presented by curves of clock interval value.

Keywords: communication system, multiple-access, noise signal, correlation-time manipulation.