

ОБ ОДНОЙ ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

A significant advantage of CDMA systems consists in the opportunity of a big number of subscribers, who use special broadband signals, to operate simultaneously in common broadband channel (BC). The author studies the noise stability of BC correlation reception for two different BC repertoires. One of the author's conclusions reads that correlation signals reception has merely 2-3 times less number of possible simultaneously served subscribers that that of optimal multi-user reception which is comparatively much more complex in implementation.

М.А. БЫХОВСКИЙ,
ФГУП НИИР

ВВЕДЕНИЕ

Системы CDMA были созданы более полувека тому назад и являются эффективным средством связи в сложных условиях распространения радиоволн и действия помех. Любая помеха, в том числе и сосредоточенная по спектру, на выходе корреляционного приемника превращается в широкополосную и эффективно подавляется. Другим важным достоинством технологии CDMA является способность осуществления высококачественной связи в условиях многолучевого распространения сигнала за счет раздельной обработки с последующим объединением принимаемых лучей, в результате чего увеличивается отношение сигнал/шум на выходе приемника. Для систем подвижной радиосвязи указанные выше условия характерны, и поэтому применение технологии CDMA в этих системах является весьма перспективным.

Системы CDMA широко применяются в ряде современных наземных системах фиксированной, спутниковой и подвижной связи, в широкополосных радиосетях передачи данных, в которых возможна организация высокоскоростных абонентских каналов связи со скоростью передачи данных от 64 до 144 кбит/с, в сетях подвижной связи третьего поколения и др.

Значительным достоинством таких систем является то условие, что в них в общем широкополосном канале связи одновременно могут работать сразу большое количество абонентов, использующих специальные широкополосные сигналы (ШПС) с большой базой B . База ШПС определяется как отношение ширины полосы частот, занимаемой сигналом к полосе частот сообщений, передаваемых абонентами. Разработаны методы построения ансамблей ШПС, содержащих B различных сигналов, коэффициенты взаимной корреляции которых не превышают величины $R_0 = \sqrt{1/B}$ [1].

Обычно в системах CDMA для приема одного из сигналов, входящих в ансамбль ШПС, используется простой приемник, в котором выделение сигнала, несущего полезную информацию, осуществляется путем корреляции принятого сигнала, представляющего сумму сигналов всех абонентов и гауссовского шума, с единственным известным на приеме опорным ШПС. При таком методе приема сигналы других абонентов создают помеху приему полезного сигнала и поэтому количество абонентов (K), которые могут одновременно использовать общий канал связи, в системах CDMA оказывается обычно значительно меньше базы ансамбля ШПС [2, 3].

Проблема повышения эффективности использования радиочастотного спектра (РЧС) в таких системах весьма актуальна, и в настоящее время ведутся исследования многопользовательских методов приема. В таких системах в принципе можно устранить влияние ШПС других абонентов на прием полезного сигнала, однако алгоритмы приема сигналов в таких системах весьма сложны по сравнению с корреляционным приемом: в них на приеме должна использоваться информация обо всех ШПС, входящих в ансамбль сигналов, применяемых для передачи информации [4 – 9].

В данной статье исследована помехоустойчивость корреляционного приема ШПС для двух разных ансамблей ШПС. Традиционный ансамбль содержит $M=B$ сигналов $W_k(t)$, коэффициенты взаимной корреляции которых, равные

$$R_{ik} = (1/T) \int_0^T W_i(t) W_k(t) dt, \quad (1)$$

сверху ограничены величиной R_0 . Каждый из этих сигналов используется для организации связи между двумя абонентами в системе.

Другой ансамбль сигналов $S_k(t)$ построен из сигналов $W_k(t)$ по следующему простому правилу $S_k(t) = [W_{2k-1}(t) - W_{2k}(t)] / \sqrt{2}$. В этом случае каждый из абонентов должен использовать одну пару сигналов $W_{2k-1}(t)$ и $W_{2k}(t)$. Количество таких пар, очевидно, в два

раза меньше, чем сигналов в первом ансамбле, и равно $M=(B/2)$. Как будет показано, коэффициенты взаимной корреляции сигналов $S_k(t)$ и $S_l(t)$ оказываются существенно более низкими, чем у сигналов $W_k(t)$. Поэтому уровень переходных помех в системах связи, применяющих сигналы $S_k(t)$, оказывается заметно ниже, чем в системах, использующих сигналы $W_k(t)$. Ансамбль таких сигналов можно назвать квазиортогональным. Перейдя к применению сигналов $S_k(t)$, можно существенно увеличить емкость системы связи.

В статье дана оценка помехоустойчивости приема ШПС с учетом того, что коэффициенты R_{ik} являются случайными и могут принимать с определенной вероятностью любые значения, лежащие в области $0 \leq R_{ik} \leq R_0$. Результаты исследования показали, что применение в системах CDMA ансамбля сигналов $S_k(t)$ позволяет существенно повысить эффективность использования РЧС в системах связи с CDMA.

МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИЙ ПРИЕМ ШПС

Для того чтобы определить потенциальную помехоустойчивость приема в системах CDMA, рассмотрим прием всех $M=B$ широкополосных сигналов при применении многопользовательской демодуляции. Сигнал, поступающий на вход многопользовательского приемника и представляющий собой сумму M сигналов

$$W_s(t) = \sqrt{P_R} \sum_{k=1}^M \mu_k W_k(t) + n(t). \quad (2)$$

Здесь $W_k(t)$ — ШПС, форма которых точно известна в месте приема. Для выделения информационных символов выполняется операция корреляции принятого сигнала со всеми M опорными сигналами $W_k(t)$.

Схема многопользовательского приемника показана на рис. 1. Она содержит M подключенных ко входу приемника корреляторов (КОР), на опорные входы которых подаются сигналы $W_k(t)$. Выход каждого коррелятора соединен с интегратором (ИНТ). На выходе k -го коррелятора ($k = 1 \dots M$) действует следующее напряжение:

$$\begin{aligned} V_k &= (1/T) \int_0^T W_s(t) W_k(t) dt = \\ &= \sqrt{P_R} \sum_{i=1}^K (1/T) [\mu_k \int_0^T W_i(t) W_k(t) dt + \int_0^T n(t) W_k(t) dt] = \\ &= \sqrt{P_R} \sum_{i=1}^K \mu_k R_{ik} + n_k. \end{aligned} \quad (3)$$

В (2) и (3) обозначено: η_k — информационные символы (будем считать, что они могут с вероятностью, равной $1/2$, принимать значения ± 1), T — их длительность, P_R — мощность каждого из принимаемых сигналов, $n(t)$ —

белый гауссовский шум со спектральной плотностью N_0 , n_{ik} — гауссовские случайные величины, с нулевым средним значением и дисперсией $\sigma^2 = (N_0/T)$, которые являются коррелированными и имеют корреляционную матрицу, равную $\mathbf{R} = \|\mathbf{R}_{ik}\|$.

В матричной форме формулы (3) могут быть записаны следующим образом:

$$\mathbf{V} = \sqrt{P_R} \mathbf{R} \boldsymbol{\mu} + \mathbf{n}. \quad (4)$$

Здесь \mathbf{V} , $\boldsymbol{\mu}$ и \mathbf{n} — вектор-столбцы, компонентами которых являются величины V_k , μ_k и n_k . В многопользовательском демодуляторе осуществляется линейное преобразование величин V_k [4] (их декорреляцию), которое определяется матрицей \mathbf{R}^{-1} , обратной матрице \mathbf{R} . На рис. 1 этому преобразованию соответствует декоррелятор (ДЕКОР), к выходам которого подключены решающие устройства (РУ), которые принимают решение о знаке принятого информационного параметра μ_k .

Умножив обе части (4) на \mathbf{R}^{-1} получим

$$\mathbf{Z} = \sqrt{P_R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{V} = \sqrt{P_R} \boldsymbol{\mu} + \mathbf{N}. \quad (5)$$

В (5) $\mathbf{N} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}$. Компоненты N_k вектора \mathbf{N} представляют собой шум, мешающий приему информационного параметра μ_k . Они равны

$$N_k = \sum R^{-1}_{ik} n_i. \quad (6)$$

В (6) R^{-1}_{ik} — элементы матрицы \mathbf{R}^{-1} . Используя (6) и учитывая, что $E\{n_i n_k\} = R_{ik}$ (здесь и далее $E\{y\}$ — среднее значение случайной величины y), найдем формулу для дисперсии σ_k^2 величины N_k

$$\sigma_k^2 = \sigma_k^2 \left(\sum_{k=1}^M R^{-1}_{kk} + \sum_{k=1}^M \sum_{i=1, i \neq k}^M R^{-1}_{ki} R_{ik} \right). \quad (7)$$

Выполним в (7) вычисления для случая, когда в матрице \mathbf{R} диагональные элементы равны 1, а остальные равны R_0 . В результате найдем, что диагональные элементы матрицы \mathbf{R}^{-1} равны $R^{-1}_{kk} = R_1 = [1 + (M-2)R_0] / [1 + (M-1)R_0]$, а остальные — $R^{-1}_{ik} = R_2 = R_0 / \{[1 - R_0][1 + (M-2)R_0]\}$. При этом

$$N_k = \sum R^{-1}_{ik} n_i = R_1 n_k + R_2 \left(\sum_{i=1, i \neq k}^M n_i \right).$$

Дисперсия шума N_k равна

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 &= \sigma^2 \{ R_1^2 + R_1 R_2 (M-1) R_0 + R_2^2 [(M-1) + \\ &+ (M-1)(M-2)R_0] \} = \sigma^2 \chi(M, R_0). \end{aligned}$$

Отношение сигнал/шум на выходе идеального декоррелятора в многопользовательском демодуляторе равно $\rho_D = h^2 / \chi(M, R_0)$. Здесь $h^2 = P_R T / N_0$ — отношение

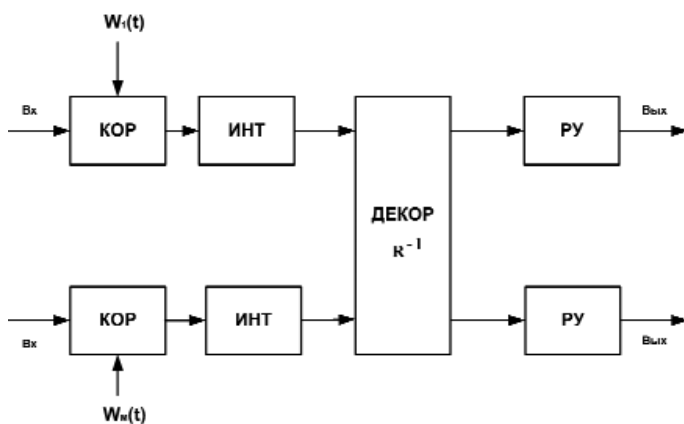


Рис. 1. Схема декодера с декорреляцией принимаемых сигналов

сигнал/шум на входе решающего устройства, а коэффициент $\chi(M, R_0) = \sigma^2 N / \sigma^2$ показывает, во сколько раз увеличивается на выходе декоррелятора дисперсия шума, мешающего приему информационного параметра, по сравнению с дисперсией шума, действующего на его входе. Отметим, что $\chi(M, R_0) \approx 1 / (1 - R_0)^2$ при любых R_0 и $M \gg 1$. Для широкополосных сигналов $R_0^2 \approx 1/B$, где B — база этих сигналов. Обычно у ШПС $R_0 \ll 1$ и, следовательно, $\chi(M, R_0) \approx 1$ даже при $M \gg 1$.

Вероятность ошибки при приеме информационного символа для многопользовательской демодуляции ШПС определяется следующей формулой:

$$P_{\text{ош}} \approx (1/2) \exp\{-\rho_D / 2\} = (1/2) \exp\{-h^2(1 - R_0)^2 / 2\}.$$

Эта формула показывает, что в данном случае влияние помех от других абонентов на прием информационных символов μ_k полностью устранено и $P_{\text{ош}}$ зависит лишь от отношения сигнал/шум на входе решающего устройства. При этом в системе CDMA возможно одновременно передавать в общей полосе частот сигналы всех $M = B$ абонентов.

На практике реализация многопользовательской демодуляции ШПС с их декорреляцией весьма сложна вследствие того, что в реальных условиях число одновременно работающих в одном частотном канале абонентов все время изменяется. Поэтому в такой системе надо постоянно определять, сколько абонентов в данный момент передают сообщения в системе связи (т.е. какова размерность корреляционной матрицы \mathbf{R}) и какие конкретные сигналы из ансамбля ШПС они используют. Кроме того, значительные трудности представляет вычисление матрицы \mathbf{R}^{-1} . Для ее определения в работах [8 и 9] предложен ряд приближенных методов и путем моделирования оценена их сложность.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПРИЕМА ШПС

Определим помехоустойчивость корреляционного приема ШПС. Обычно анализ помехоустойчивости сис-

тем с ШПС выполняют, предполагая, что коэффициенты взаимной корреляции для всех сигналов ансамбля ШПС имеют одно и то же значение, определяемое формулой (1).

Рассмотрим корреляционный прием одного из сигналов $W_k(t)$. Выделение информационного символа μ_k осуществляется путем вычисления корреляции принятого сигнала с сигналом $W_k(t)$. Сигнал на выходе коррелятора определяется формулой (3).

Предположим, что передаваемый символ $\mu_k = 1$. Тогда условие, при котором он будет принят ошибочно, имеет вид $V_k \leq 0$. Для оценки вероятности ошибки при приеме информационного символа воспользуемся методом Чернова [2]. Согласно этому методу

$$P_{\text{ош}} \leq (1/2) E \{ \exp\{-s V_k\} \}. \quad (8)$$

В формуле (8) значение параметра s выбирается таким образом, чтобы оценка имела минимальное значение, т.е. была бы наиболее точной, а величина V_k зависит от случайных величин μ_k и n_k . Выполняя вычисления по формуле (8), получим

$$P_{\text{ош}} \leq (1/2) \min_{(s)} \exp\{-s \sqrt{P_R} + s^2 \sigma^2 / 2\} ch^{(K-1)}(s R_0 \sqrt{P_R}). \quad (9)$$

Введя обозначения $z = s\sigma$ и $h^2 = P_R T / N_0$ — отношение сигнал/шум на входе решающего устройства, формулу (9) запишем следующим образом:

$$P_{\text{ош}} \leq (1/2) \min_{(z)} \exp\{-zh + z^2 / 2\} ch^{(K-1)}(zh R_0). \quad (10)$$

Учитывая, что $ch(zh R_0) \leq \exp\{z^2 h^2 R_0^2 / 2\}$, и выбирая в (10) значение параметра z оптимальным, при котором оценка $P_{\text{ош}}$ наиболее точна, получим

$$P_{\text{ош}} \leq (1/2) \exp\{-\rho\}, \text{ где } \rho = h^2 / 2 [1 + h^2 R_0^2 (K - 1)]. \quad (11)$$

В (11) ρ — отношение сигнал/шум+помеха на входе решающего устройства. Отношение мощности помех от других абонентов к мощности теплового шума в (11) определяется величиной $h^2 R_0^2 (K - 1)$. Отметим, что при $h^2 \gg 1$ имеем $\rho = B / (K - 1)$ и $P_{\text{ош}} \leq (1/2) \exp\{-B / 2(K - 1)\}$, т.е. помехоустойчивость приема зависит только от двух параметров — базы сигнала B и числа K одновременно работающих в системе пользователей. Формула, определяющая ρ в рассматриваемом случае, совпадает с результатами [2, 3].

Рассмотрим теперь случай, когда в качестве ансамбля ШПС применяются не сами сигналы $W_k(t)$, а сигналы $S_k(t) = [W_{2k-1}(t) - W_{2k}(t)] / \sqrt{2}$. Отметим, что энергия каждого из сигналов данного ансамбля равна $(1 - R_0)$. При этом вместо (2) принимаемый сигнал следует записать в виде

$$W_s(t) = \sqrt{P_R} \sum_{k=1}^K \mu_k S_k(t) + n(t).$$

Коэффициент корреляции сигналов $S_k(t)$ и $S_j(t)$ равен

$$r_{ki} = 0,5 \{ [R_{(2k-1),(2i-1)} - R_{2k,2i-1}] + [R_{(2k-1),(2i-1)} - R_{(2k-1),2i}] \}.$$

Для рассматриваемого ансамбля ШПС вместо (3) имеем

$$V_k = (1/T) \int_0^T W_s(t) S_k(t) dt = \\ = \sqrt{P_R} \sum_{i=1}^K (1/T) [\mu_k \int_0^T S_i(t) S_k(t) dt + \int_0^T n(t) S_k(t) dt] = \sqrt{P_R} \sum_{i=1}^K \mu_k r_{ik} + n_k.$$

Следует отметить, что если $R_{ki} = R_0$, то для сигналов данного ансамбля справедливо $r_{ki} = 0$, при $i \neq k$, а $r_{kk} = (1 - R_0)$. Таким образом, в данном случае ансамбль ШПС $S_k(t)$ является ортогональным и для оценки $P_{\text{ош}}$ из (12) получаем следующую формулу

$$P_{\text{ош}} \leq (1/2) \exp[-h^2(1 - R_0)/2].$$

Эта формула показывает, что, в отличие от ансамбля ШПС $W_k(t)$, помехоустойчивость системы CDMA, в которой применяется ансамбль сигналов $S_k(t)$ и $R_{ki} = R_0$, как и при многопользовательском методе приема не зависит от числа работающих в ней абонентов и так как в ней помехи от других абонентов отсутствуют, $P_{\text{ош}}$ уменьшается с увеличением h^2 .

На практике при распространении сигналов по каналам связи, особенно по каналам с многолучевостью, коэффициенты взаимной корреляции R_{ik} ансамбля ШПС $W_i(t)$ не могут быть одинаковы. Они ограничены сверху значением R_0 , однако при $0 \leq R \leq R_0$ их следует рассматривать как случайные величины, имеющие распределение $p(R)$.

При этом формулу (5) можно записать следующим образом:

$$P_{\text{ош}} \leq (1/2) \min_{(z)} \exp[-zh + z^2/2] E \left\{ \prod_{i=1, i \neq k}^K ch(zhq_{ik}) \right\}. \quad (12)$$

В (12) и $q_{ik} = R_{ki}$ в случае, когда в системе применяется ансамбль ШПС $W_k(t)$. Если же в системе применяется ансамбль ШПС $S_k(t)$, то и $q_{ik} = r_{ki}$. Среднее значение в (12) вычисляется с учетом распределения $p(R)$ коэффициентов взаимной корреляции R_{ki} или r_{ki} .

Вычислив интеграл $E\{ch(zhq_{ik})\} = \psi(zhR_0) = \int_0^{R_0} ch(zhq) p(R) dR$, получим следующую формулу для оценки $P_{\text{ош}}$:

$$P_{\text{ош}} \leq (1/2) \min_{(z)} \exp[-zh + z^2/2] \psi^{(K-1)}(zhR_0). \quad (13)$$

Отметим, что функцию $\psi^{(K-1)}(zhR_0)$ для малых значений z можно представить следующим образом:

$$\psi^{(K-1)}(zhR_0) = \exp(z^2 h^2 R_0^2 (K-1)/2\gamma) \xi_K(zhR_0),$$

где функция $\xi_K(zhR_0) = \{\exp[-z^2 h^2 R_0^2 (K-1)/2\gamma] \times \psi^{(K-1)}(zhR_0)\} \approx 1$.

Дифференцируя в (13) выражение, стоящее под знаком экспоненты по z с учетом (14), получим уравнение для определения оптимального значения z , при котором оценка Чернова для $P_{\text{ош}}$ наиболее точна

$$z = h/[1 + h^2 R_0^2 (K-1)/\gamma]^{-1} - (K-1) x \quad (14) \\ \times \frac{d\xi_K(zhR_0)}{dz} / \xi_K(zhR_0).$$

Численно решение этого уравнения можно найти, используя рекуррентную формулу

$$z = h/[1 + h^2 R_0^2 (K-1)/\gamma]^{-1} - (K-1) x \\ \times \frac{d\xi_K(z_{(n-1)} hR_0)}{dz} / \xi_K(z_{(n-1)} hR_0).$$

и приняв в качестве начального приближения $z = z_0 = h/[1 + h^2 R_0^2 (K-1)/\gamma]$. При этом

$$P_{\text{ош}} \approx (1/2) \exp(-\rho), \text{ где } \rho = h^2/2[1 + h^2 R_0^2 (K-1)/\gamma]. \quad (15)$$

Коэффициент $\gamma \geq 1$ в этой формуле вычисляется с учетом распределения вероятностей $p(R)$ значений коэффициентов корреляции ансамбля ШПС и определяет, во сколько раз ослабляется в системе мощность помех, создаваемых другими абонентами. Сравнение (11) и (15) показывает, что при одних и тех же значениях $P_{\text{ош}}$ и h^2 применение ансамбля сигналов $S_k(t)$ позволяет либо в γ раз увеличить количество абонентов, которые могут одновременно работать в общей полосе частот, либо при одном и том же числе абонентов в сравниваемых системах применение этих сигналов позволяет уменьшить необходимую базу ансамбля ШПС.

Вычислим коэффициент γ как для случая, когда в системе связи используются ансамбль ШПС $W_k(t)$, так и для случая, когда в ней применяются сигналы $S_k(t) = [W_{2k-1}(t) - W_{2k}(t)]/\sqrt{2}$. При этом рассмотрим два возможных распределения плотности $p(R)$: 1) плотность распределения вероятностей (ПРВ) R равномерна при $0 < R < R_0$ ($p_1(R) = 1/R_0$), т.е. для ряда сигналов ансамбля ШПС коэффициент взаимной корреляции $R < R_0$ и

2) ПРВ для R при $0 \leq R \leq R_0$ имеет треугольную форму ($p_2(R) = 2R/R_0^2$), т. е. в ансамбле ШПС более вероятны значения коэффициентов корреляции, близкие к R_0 .

В случае когда ПРВ для R равномерна и равна $p_1(R)$, имеем для ансамбля сигналов $W_k(t)$

$$\psi(zhR_0) = \text{sh}(zhR_0)/zhR_0 \approx \exp[z^2h^2R_0^2/6].$$

(в данном случае $\gamma = 3$, т.е. мощность помех, создаваемых другими абонентами, ослабляется в 3 раза по сравнению со случаем, когда в ней применяются сигналы $W_k(t)$ и все $R_{jk} = R_0$;

для ансамбля сигналов $S_k(t)$

$$\psi(zhR_0) = 4[\text{ch}(zhR_0/2) - 1]^2 / (zhR_0/2)^4 \approx \exp[z^2h^2R_0^2/24];$$

(в данном случае $\gamma = 12$, т.е. мощность помех, создаваемых другими абонентами, ослабляется в 12 раз).

Если плотность распределения R имеет треугольный вид и равна $p_2(R)$, то имеем

для ансамбля сигналов $W_k(t)$

$$\psi(zhR_0) = \{ \text{sh}(zhR_0)/(zhR_0) - [\text{ch}(zhR_0) - 1]/(zhR_0)^2 \} \approx \exp[z^2h^2R_0^2/4];$$

(в данном случае $\gamma = 2$, т.е. мощность помех, создаваемых другими абонентами, ослабляется в 2 раза);

для ансамбля сигналов $S_k(t)$

$$\psi(zhR_0) = 16 \{ [zhR_0/2]^2 [2\text{sh}(zhR_0/2)/(zhR_0/2) - 1] - 2[\text{ch}(zhR_0/2) - 1]^2 / (zhR_0/2)^2 \}.$$

(в данном случае $\gamma = 18$, т.е. мощность помех, создаваемых другими абонентами, ослабляется в 18 раз).

РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 2 для корреляционного приема сигналов представлены зависимости $P_{\text{ош}}(h^2)$ при $B = 125$ для многопользовательского и корреляционного приема ШПС при $K = 40$. Кривая 1 относится к многопользовательскому приему ШПС, кривые 2, 3 и 4 — к корреляционному приему ансамбля сигналов $W_k(t)$ (кривая 2 относится к случаю, когда $R = R_0$, кривая 3 — к случаю, когда ПРВ R имеет вид $p_2(R)$, а кривая 4 — к случаю, когда ПРВ R имеет вид $p_1(R)$). Кривые 5 и 6 к корреляционному приему ансамбля сигналов $S_k(t)$ (кривая 5 относится к случаю, когда $R = R_0$ (т.е. помехоустойчивость

приема сигналов данного ансамбля такая же, как и многопользовательского приема), кривая 5 — к случаю, когда ПРВ R имеет вид $p_1(R)$, а кривая 6 — к случаю, когда ПРВ R имеет вид $p_2(R)$.

Зависимости рис. 2 показывают, что при сравнительно небольших значениях $P_{\text{ош}}(h^2)$ корреляционный прием ансамбля ШПС $S_k(t)$ по помехоустойчивости незначительно отличается от оптимального многопользовательского приема, существенно превосходя корреляционный прием ансамбля ШПС $W_k(t)$. Так, например, сравнение кривых 4 и 6 показывает, что вероятность ошибки $P_{\text{ош}}(h^2) = 10^{-2}$ достигается в первом случае при $h^2 = 40$, а во втором при $h^2 = 8$, т.е. применение сигналов $S_k(t)$ позволяет получить энергетический выигрыш в 7 дБ.

Из (24) следует формула, определяющая число абонентов K , которые могут одновременно работать в одном частотном канале, создавая допустимый уровень взаимных помех, при котором $P_{\text{ош}}(h^2) \leq 10^{-2}$ ($h^2 \geq 2 \ln 50$):

$$K = 1 + \text{integ} \{ \gamma B [1 - (2 \ln 50)/h^2] / 2 \ln 50 \}.$$

Здесь $\text{integ} \{ x \}$ — целая часть числа x . Следует отметить, что для ансамбля сигналов $S_k(t)$ значение K не может превосходить $M = (B/2)$. В таблице приведены значения K , рассчитанные по этой формуле для $h^2 = 10$, разных ПРВ коэффициентов взаимной корреляции ансамбля ШПС R и значений $B = 125$ и 500. Первое из этих

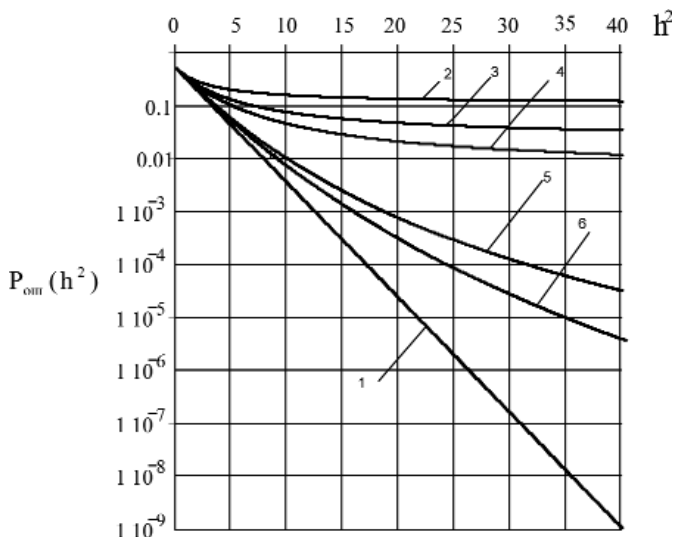


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

B	ПРВ R	Корреляционный прием сигналов $W_k(t)$, K	Корреляционный прием сигналов $S_k(t)$, K	Многопользовательский прием, K
125	$R = R_0$	4	62	125
	$p_1(R)$	11	43	
	$p_2(R)$	8	62	
500	$R = R_0$	15	250	500
	$p_1(R)$	43	170	
	$p_2(R)$	29	250	

значений соответствует условиям передачи цифровых сообщений со скоростью 10 Кбит/с в сотовой системе подвижной связи американского стандарта IS-95, а второе — передаче сообщений с той же скоростью в европейской системе третьего поколения стандарта WCDMA. В таблице указаны значения K для ансамблей сигналов $W_k(t)$ и $S_k(t)$ при их корреляционном приеме, а также для сравнения приведены значения K , которые может обеспечить многопользовательский прием ШПС.

Из этой таблицы видно, что применение ансамбля сигналов $S_k(t)$ позволяет при $B = 125$ существенно увеличить количество одновременно обслуживаемых абонентов в системах связи с CDMA по сравнению со случаем, когда используется ансамбль сигналов $W_k(t)$. Корреляционный прием сигналов $S_k(t)$ лишь в 2–3 раза уступает по возможному числу одновременно обслуживаемых абонентов оптимальному многопользовательскому приему, имеющему по сравнению с ним существенно более сложную реализацию.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты выполненного исследования показывают, что применение в системах CDMA квазиортогонального ансамбля сигналов $S_k(t) = [W_{2k-1}(t) - W_{2k}(t)] / \sqrt{2}$ вместо традиционно используемого $W_k(t)$ позволяет в 4–10 раз увеличить их пропускную способность, что существенно повышает эффективность использования РЧС такими системами. Для значений $P_{\text{ош}}(h^2) \approx 10^{-2}$ корреляционный прием таких сигналов всего в 2–3 раза уступает в числе абонентов, которые могут одновременно работать в одном и том же частотном канале, гораздо более сложному в реализации оптимальному

многопользовательскому приему ШПС. С другой стороны, одна и та же пропускная способность системы CDMA при применении сигналов $S_k(t)$ может быть достигнута при существенно меньших значениях базы этих сигналов по сравнению с сигналами $W_k(t)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Варакин Л.Е.** Теория систем сигналов, М.: Сов. радио, 1978.
2. **Viterbi A.** CDMA: principles of spread spectrum communication, Addison-Wisley Publishing Company, Inc., 1995.
3. **Lee William C.Y.** Mobile Communications Design Fundamentals, John Wiley&Sons, Inc., 1993.
4. **Verdu S.** Multiuser Detection, Cambridge University Press, 1998.
5. **Прокис Дж.** Цифровая связь. Пер. с англ./Под ред. Кловского Д.Д. — М.: Радио и связь, 2000.
6. **Гончаров Е.** Многопользовательское детектирование как метод улучшения характеристик системы CDMA. // Электросвязь, 1998, № 12.
7. **Зубарев Ю.Б., Трофимов Ю.К., Бакулин М.Г., Кренделин В.Б.** Многопользовательская демодуляция как метод повышения пропускной способности системы подвижной связи третьего поколения. — Мобильные системы. — № 6. — С. 12 — 15; 2001. — № 7. — С. 9 — 13, 2001.
8. **Кренделин В.Б., Панкратов Д.Ю.** Линейные алгоритмы многопользовательского детектирования. — Электросвязь. — 2002. — № 11.
9. **Кренделин В.Б., Панкратов Д.Ю.** Нелинейные итерационные алгоритмы многопользовательской демодуляции. — Радиотехника. — 2004. — № 8.