

Анализ влияния погрешностей ортогональности сигналов на ёмкость сетей с кодовым разделением

А.Б. Мархасин, И.А. Свинарёв, В.Г. Беленький

Технология кодового разделения каналов (CDMA) основана на параллельной передаче взаимно ортогональных широкополосных сигналов, которые пользуются общими (т.е., неразделяемыми) ресурсами времени и полосы частот беспроводной среды. Алгоритмы приёма ортогональных сигналов предусматривают вычисление функций корреляции принимаемых и опорных сигналов. Погрешности нестрогого выполнения условий взаимной ортогональности сигналов или отклонения параметров принимаемых и опорных (эталонных) сигналов неизбежно порождают внутрисистемные интерференционные помехи, мощность которых предопределяет достижимое значение отношения сигнал/интерференционная и шумовая помехи (SINR). Отношение SINR, в свою очередь, лимитирует максимальное число параллельных активных каналов кодового разделения, или ёмкость сотовой ячейки. Обычно отношение SINR выражают косвенно, через соотношения энергетических параметров и базу параллельно передаваемых широкополосных сигналов, не прибегая к оценкам отношения непосредственно через корреляционные функции сигналов, хотя алгоритмы приёма сигналов основаны на их корреляционной обработке. При этом не учитывается влияние погрешностей ортогональности на мощность интерференционных помех. В статье предлагается усовершенствованный метод расчёта ёмкости сетей с кодовым разделением каналов, позволяющий учитывать влияние погрешностей нестрогой ортогональности ансамблей опорных и принимаемых сигналов на значения внутрисистемных интерференционных помех непосредственно через корреляционные функции. Проведены численные исследования. Показано, что можно повысить на порядок характеристики ёмкости сетей CDMA путём уменьшения погрешностей ортогональности ансамблей широкополосных сигналов.

Ключевые слова: CDMA, ёмкость сети, кодовое разделение, ортогональные, шумоподобные, широкополосные сигналы, погрешности ортогональности, отношение сигнал/интерференционная помеха.

1. Оценка состояния проблемы

Замечательные свойства ортогональных широкополосных сигналов (ШПС) с 50-х годов прошлого века привлекли внимание специалистов, так как открыли возможности изящного и эффективного подхода к решению ряда важных задач связи, передачи данных и радиолокации [1–5 и др.]. Успехи микроэлектроники позволили в полной мере реализовать возможности ШПС при создании современных технологий мобильных беспроводных сетей множественного доступа с кодовым разделением каналов (Code Division Multiple Access – CDMA) [6, 7].

Принципы множественного доступа с кодовым разделением каналов (CDMA) заключаются в расширении спектра ансамбля параллельных исходных сигналов путём их преобразования по законам, задаваемым соответствующими ансамблями ортогональных псевдослучайных бинарных последовательностей (ПСП), например, Уолша (Welsh). Для расширения спектра ШПС обычно применяют методы «прямого перемножения» (Direct Sequence

Spread Spectrum – DSSS) либо «перескоков частоты» (Frequency Hopping Spread Spectrum – FHSS).

Исходные сигналы синхронно и синфазно «разрезаются» по длительностям на некоторое число n элементарных отрезков (чипов), фазы либо частоты которых модулируют/манипулируют по соответствующим законам ПСП. Здесь число n равно длительностям ПСП и одновременно – объёму ансамбля ортогональных сигналов. В результате спектры сигналов расширяются в n раз и одновременно сигналы становятся строго ортогональными.

Сформированные описанным методом ортогональные ШПС передаются через беспроводную среду (радиоканал), используя общие, т.е., не разделяемые по конкретным каналам, ресурсы оси времени и полосы частот. В рассматриваемом случае разделяемым между ортогональными сигналами ресурсом является определённая мощность/энергия сигналов в широкополосной беспроводной среде.

На приёмной стороне формируются локальные ансамбли соответствующих опорных (эталонных) ПСП и ШПС, строго синхронно, синфазно и по совпадающим с передающей стороной законам и параметрам. С помощью указанных опорных сигналов выполняются операции свертки спектров ШПС в выходные узкополосные сигналы, в результате чего с определённой вероятностью восстанавливается исходный информационный сигнал.

Алгоритмы приёма ортогональных сигналов основаны на вычислении функций взаимной и автокорреляции принимаемых и опорных ШПС. Погрешности нестрогого выполнения условий взаимной ортогональности сигналов, или отклонения параметров принимаемых и опорных сигналов, неизбежно порождают внутрисистемные интерференционные помехи, мощность которых предопределяет достижимое значение отношения сигнал/интерференционная и шумовая помехи (SINR) на входе решающей схемы приёмника. Отношение SINR, в свою очередь, лимитирует максимальное число параллельных активных каналов кодового разделения, или ёмкость сотовой ячейки.

Как правило, отношение SINR выражают косвенно, через соотношения энергетических параметров, или мощностей, и базу параллельно передаваемых широкополосных сигналов, не прибегая к оценкам отношения непосредственно через их корреляционные функции [8–11]. При этом не учитывается влияние погрешностей ортогональности на мощность интерференционных помех, которая с ростом отклонений частоты, фазы, задержки, длительности, амплитуды (уровня) и других критичных параметров ортогональности входного и опорного ШПС может значительно превзойти уровень теплового шума и, наоборот, – уменьшиться до весьма малых значений, ниже теплового шума при уменьшении погрешностей ортогональности. Как правило, при моделировании интерференционных помех делают предположение о равномерном распределении станций на территории. В [12] получены выражения для межсетевых (inter-cell) интерференционных помех в зависимости от распределения мобильных станций на территории покрытия сотовыми кластерами.

Задача анализа интерференционных помех и ёмкости сетей CDMA с учётом погрешностей ортогональности была рассмотрена в работах [13, 14], поставленных и выполненных под научным руководством одного из авторов настоящей статьи. В данной работе развивается усовершенствованный метод расчёта ёмкости сетей с кодовым разделением каналов, позволяющий учитывать влияние погрешностей нестройной ортогональности ансамблей опорных и принимаемых сигналов на значения внутрисистемных интерференционных помех непосредственно через корреляционные функции. Проведены численные исследования. Показано, что можно повысить на порядок показатели ёмкости сетей CDMA путём уменьшения погрешностей ортогональности ансамблей широкополосных сигналов.

2. Постановка задачи

Как уже было отмечено ранее, ёмкость сотовых сетей с CDMA зависит от многих факторов. Однако условие строгой взаимной ортогональности ансамбля сигналов в наибольшей

степени влияет на системные интерференционные помехи, на возможное отношение сигнал/шум и на количество активно используемых каналов передачи. Непосредственной мерой энергетических характеристик сигналов и интерференционных помех служат функции взаимной (ФВК) и автокорреляции (ФАК) опорных (эталонных) $S_i(t)$ и принимаемых $S_j(t, E)$ сигналов:

$$K_{ij}(E) = \int_{t+\varepsilon t}^{t+\varepsilon t+T+\varepsilon T} S_i(t) \cdot S_j(t, E) dt = \begin{cases} e_{ii}(E) \leq 1 - \hat{\delta}(|E|), & \text{if } i = j, \\ e_{ij}(E) \geq 0 + \hat{\delta}(|E|), & \text{if } i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in \{0, 1, \dots, n-1\}, \quad (1)$$

где $E = (\varepsilon_A, \varepsilon_t, \varepsilon_T, \varepsilon_\omega, \varepsilon_\varphi)$ – вектор погрешностей ε опорного сигнала: амплитуды сигнала ε_A ; задержки (синхронизации) ε_t ; длительности ε_T ; частоты ε_ω и фазы ε_φ ; n – объём ансамбля ортогональных сигналов; $\hat{\delta}(E)$ – расширение символа Ландау: для ансамблей строго ортогональных ПСП, например, Уолша, $\hat{\delta}(|E|) := o(|E|)$, для ансамблей квазиортогональных ПСП, например, M-последовательностей, $\hat{\delta}(|E|) := O(|E|)$.

Для ортогональных ансамблей ПСП при нулевых погрешностях ($|E| = 0$) строго выполняются условия ортогональности, и нормированная ФАК, или энергия принятого сигнала, достигает максимальной величины $e_{ii}(E) = 1$, а ФВК, или нормированная энергия ij -ой интерференционной помехи $e_{ij}(E) = 0^1$. В реальных условиях не удаётся достигнуть строгой ортогональности, вследствие чего возникают интерференционные помехи, нормированные энергии которых выражаются через $e_{ij}(E) > 0$, а нормированная энергия принятого сигнала $e_{ii}(E) < 1$, что приводит к снижению ёмкости сети.

Ёмкость системы CDMA можно определить из условия заданного превышения отношения SINR мощности сигнала (определяется через функцию автокорреляции) над суммой мощностей интерференционных помех (определяются через функции взаимной корреляции) и теплового шума на входе решающей схемы корреляционного приёмника:

$$\frac{[M[K_{ix}^2(E)|_{i=x, i \in I}]^{1/2} / T]}{\sum_{j \in I} [M[K_{jx}^2(E)|_{j \neq i=x}]^{1/2} / T + \sum_{J \in G \setminus I} \sum_{j \in J} [M[K_{jx}^2(E)|_{x \in I}]^{1/2} / T + e_t^2]} \geq [h^2], \quad (2)$$

$$G = \{A, B, \dots, I, J, K, \dots\}, \quad i, j, x \in \{0, 1, \dots, n-1\},$$

где G – множество сот/базовых станций, n – объём алфавита ортогональных ПСП Уолша или M-подпоследовательностей, $K_{ix}^2(E)|_{i=x}$ – квадрат функции автокорреляции (ФАК) принятого x -го сигнала и совпадающего с ним по коду ПСП i -го опорного сигнала (эталона), $K_{jx}^2(E)|_{j \neq x=i}$ – квадрат функции взаимной корреляции (ФВК) принятого x -го сигнала и несовпадающего с ним по коду ПСП j -го опорного сигнала рассматриваемой, I -ой, соты, $K_{jx}^2(E)|_{j \in J \in G \setminus I, x \in I}$ – то же для остальных сот, $M[\cdot]$ – знак математического ожидания, T – длительность сигнала, e_t^2 – мощность теплового шума (см. ниже формулу (11)), $[h^2]$ – пороговая величина отношения мощности сигнала к мощности интерференционной помехи и шума.

Разрешение неравенства (2) относительно объёма n ансамбля ортогональных сигналов позволит определить ёмкость систем CDMA и её зависимость от погрешностей опорных

¹ Здесь полагается, что ансамбли кодовых ПСП строго ортогональны, а адресная манипуляция квазиортогональными M-последовательностями безошибочно деманипулируется, что справедливо, по крайней мере, для внутрисотовой (intra-cell) интерференции.

сигналов и теплового шума. Для определения функции корреляции отобразим пример сигнала с фазовой манипуляцией (BPSK) на рис. 1.

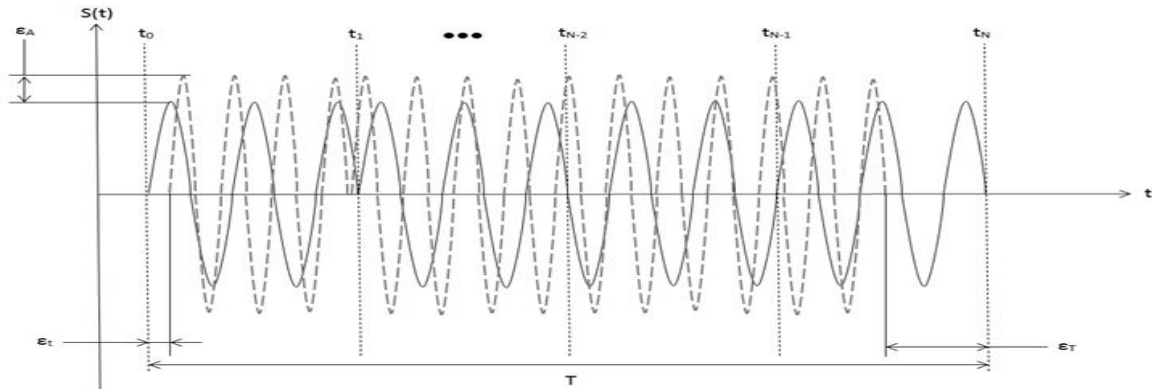


Рис. 1. Эпюра опорного (эталонного) широкополосного сигнала BPSK

В рамках решения данной задачи вводятся следующие допущения:

[i] Погрешности параметров ортогональности (отклонения) на множестве мобильных и базовых станций могут быть описаны стационарными либо кусочно-стационарными гауссовскими процессами с нулевым средним и заданной дисперсией.

[ii] Значения погрешностей на протяжении длительности сигнала не изменяются.

[iii] Все погрешности считаем статически независимыми.

[iiii] Влияние погрешностей квазиортогональности M-последовательностей на внутрисотовую (intra-cell) интерференцию, принципиально, возможно полностью исключить, а их влияние на межсотовую (inter-cell) интерференцию, принципиально, возможно существенно уменьшить.

Функцию автокорреляции $K_{ix}(E) \Big|_{i=x}$ принятого x -го сигнала с его эталоном (i -ым опорным сигналом) можно представить в виде:

$$K_{ix}(E) \Big|_{i=x} = \sum_{k=0}^{n-1} \int_{t_k + \varepsilon_{t_k}}^{t_{k+1} + \varepsilon_{t_{k+1}} + \frac{\varepsilon_T}{n}} S_{ik}(t) \cdot S_{xk}(t, E_x) dt, \quad i, x \in \{0, 1, \dots, n-1\}, \quad (3)$$

где $S_{ik}(t)$ – k -ый элемент (чип) i -го опорного сигнала,

$$S_{ik}(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_{ik}), \quad (4)$$

$S_{xk}(t, E_x)$ – k -ый элемент (чип) принимаемого, x -го, сигнала с системными погрешностями,

$$S_{xk}(t, E_x) = (A + \varepsilon_{A_x}) \cos[(\omega_0 + \varepsilon_{\omega_x})(t + \varepsilon_{t_x} + \frac{\varepsilon_T}{n}) + \varphi_{xk} + \varepsilon_{\varphi_x}], \quad (5)$$

где E_x – вектор системных погрешностей принимаемого сигнала на входе коррелятора, $E_x = (\varepsilon_A, \varepsilon_t, \varepsilon_T, \varepsilon_{\omega}, \varepsilon_{\varphi})_x$, A – номинальная амплитуда, t – задержка (синхронизация), T – длительность, ω_0 – угловая частота, φ_{ik} – манипулируемая по закону i -ой ПСП фаза k -ого чипа i -го опорного (эталонного) сигнала $\varphi_{ik} \in \{0, \pi\}$. В (5) учитывается, что, в соответствии с технологией автоматического управления уровнями мощности передаваемых сигналов в сетях CDMA, математическое ожидание амплитуды $M[A_x] = A$, т.е., постоянно и совпадает с амплитудой опорного сигнала (4), независимо от времени и места расположения передающей станции на территории рассматриваемой соты.

Нетрудно показать, что среднеквадратическое значение функции автокорреляции сигнала (3) с учётом помех нестройной ортогональности задаёт его энергию, а частное от деления среднеквадратического значения (3) на длительность сигнала T – его мощность на входе решающей схемы коррелятора, или – числитель отношения (2) сигнал/помеха.

Соответственно, функция взаимной корреляции (ФВК) i -ого опорного сигнала с другими, j -ми, $j \neq i$, сигналами рассматриваемой соты задаётся выражением

$$K_{ji}(E_j) |_{j \neq i} = \sum_{k=0}^{n-1} \int_{t_k + \varepsilon_{t_k}}^{t_{k+1} + \varepsilon_{t_{k+1}} + \frac{\varepsilon_T}{n}} S_{ik}(t) \cdot S_{jk}(t, E_j) dt, \quad j \in \{0, 1, \dots, n-1 \setminus i\}, \quad (6)$$

где $S_{ik}(t)$ – k -ый элемент (чип) i -го опорного сигнала, задаётся выражением (4), $S_{jk}(t, E_j)$ – k -ый элемент (чип) «мешающего», j -го, $j \neq i$, внутрисотового сигнала с системными погрешностями E_j .

$$S_{jk}(t, E_j) = (A + \varepsilon_{A_j}) \cos[(\omega_0 + \varepsilon_{\omega_j})(t + \varepsilon_{t_j} + \frac{\varepsilon_{T_j}}{n}) + \varphi_{jk} + \varepsilon_{\varphi_j}]. \quad (7)$$

Можно показать, что среднее квадратическое значение функции взаимной корреляции (6) задаёт энергию, а частное от деления среднее квадратического значения ФВК на длительность сигнала T – мощность j -ой внутрисотовой (intra-cell) интерференционной помехи. Следовательно, суммарная мощность внутрисотовых (intra-cell) интерференционных помех на входе решающей схемы, или – на выходе схем корреляции, может быть выражена в виде суммы:

$$P_{\text{intra-cell}} = \sum_{j=0, j \neq i}^{n-1} \frac{1}{T} \sqrt{M[K_{ji}^2(t, E_j)]}. \quad (8)$$

Рассмотрим зависимости для межсотовой (inter-cell) интерференции. Функция взаимной корреляции (ФВК) i -ого опорного сигнала рассматриваемой, I -ой, соты с внешними, j_J -ми, сигналами некоторой другой, J -ой, можно выразить в виде:

$$K_{j_J i}(E_{j_J}) |_{J \neq I} = \sum_{k=0}^{n-1} \int_{t_k + \varepsilon_{t_k}}^{t_{k+1} + \varepsilon_{t_{k+1}} + \frac{\varepsilon_T}{n}} S_{ik}(t) \cdot S_{j_J k}(t, E_{j_J}) dt, \quad i \in \{0, 1, \dots, n-1\}_I, \quad j_J \in \{0, 1, \dots, n-1\}_J, \quad (9)$$

где $S_{ik}(t)$ – k -ый элемент (чип) рассматриваемого i -го опорного сигнала рассматриваемой I -ой соты задаётся выражением (4); $S_{j_J k}(t, E_{j_J})$ – k -ый элемент (чип) внешнего, j_J -го, сигнала некоторой J -ой, $J \neq I$, соты с системными погрешностями (отклонениями) E_{j_J} относительно i -го опорного сигнала рассматриваемой I -ой соты,

$$S_{j_J k}(t, E_{j_J}) = (A_{j_J} + \varepsilon_{A_{j_J}}) \cos[(\omega_0 + \varepsilon_{\omega_{j_J}})(t + \varepsilon_{t_{j_J}} + \frac{\varepsilon_{T_{j_J}}}{n}) + \varphi_{j_J k} + \varepsilon_{\varphi_{j_J}}], \quad (10)$$

здесь $\varphi_{j_J k}$ – манипулируемая по закону j_J -ой ПСП фаза k -ого чипа j_J -ого сигнала некоторой J -ой соты, $\varphi_{j_J k} \in \{0, \pi\}$; A_{j_J} – амплитуда j_J -ого сигнала на входе i -го корреляционного приёмника I -ой соты.

Исходя из условия «выравнивания» мощностей принимаемых внутрисотовых сигналов на фиксированном уровне A нетрудно получить

$$A_{j_J} = a_{j_J} A, \quad (11)$$

где a_{j_J} – коэффициент затухания сигналов межсотовой интерференции (inter-cell interference), зависящий от отношения расстояний r_{j_X} , $x \in \{j, i\}$, от J -ой базовой станции до x -ых мобильных станций, соответственно, J -ой и I -ой сот – для прямого канала и от расстояний r_{i_X} , $X \in \{I, J\}$, от i -ой мобильной станции до X -ых базовых станций собственной и внешней сот – для прямого канала (см. рис. 2 на следующей странице),

$$a_{jJ} = \begin{cases} (r_{jJ}/r_{jI})^2 & \text{for direct channels} \\ (r_{jJ}/r_{jI})^2 & \text{for reverse channels} \end{cases}, \quad j \in \{0, 1, \dots, n-1\}_J, \quad i \in \{0, 1, \dots, n-1\}_I \quad (12)$$

Полагаем коэффициент затухания (11) постоянным, по крайней мере, на протяжении длительности сигнала. Подставив (11) в (10), последнее – в (9) и вынеся постоянный множитель a_{jJ} за знаки суммы и интеграла, перепишем функцию взаимной корреляции (9) в виде:

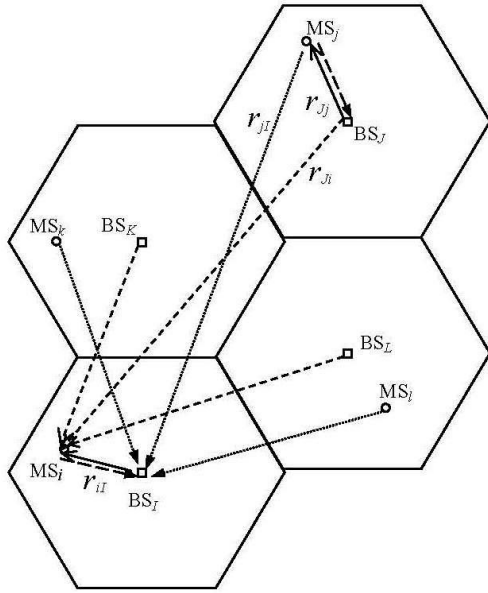


Рис.2. Схема каналов межсотовой (inter-cell) интерференции

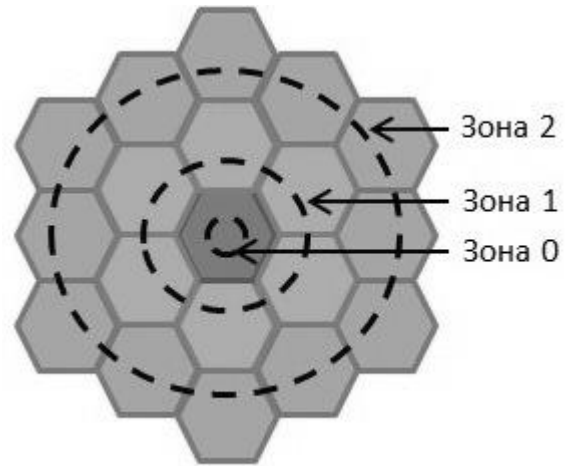


Рис.3. Схема разбиения сот по весам каналов межсотовой (inter-cell) интерференции

$$K_{jJi}(E_{jJ})|_{j \neq I} = a_{jJ} \sum_{k=0}^{n-1} \int_{t_k + \varepsilon_{t_k}}^{t_{k+1} + \varepsilon_{t_{k+1}} + \frac{\varepsilon_T}{n}} S_{ik}(t) \cdot \tilde{S}_{jJk}(t, E_{jJ}) dt, \quad i \in I, \quad jJ \in J, \quad (13)$$

где $\tilde{S}(\cdot)$ – нормированный по коэффициенту затухания a_{jJ} сигнал $S(\cdot)$;

$$\tilde{S}_{jJk}(t, E_{jJ}) = (A + \varepsilon_{A_{jJ}} / a_{jJ}) \cos[(\omega_0 + \varepsilon_{\omega_{jJ}})(t + \varepsilon_{t_{jJ}} + \frac{\varepsilon_{T_{jJ}}}{n}) + \varphi_{jJk} + \varepsilon_{\varphi_{jJ}}]. \quad (14)$$

С учётом (2) и (13), записываем выражение для мощности межсотовых интерференционных помех в виде суммы по всем каналам всех влияющих внешних сот:

$$P_{\text{inter-cell}} = \sum_{J \in G \setminus I} \sum_{jJ=0}^{n-1} \frac{M[a_{jJ}]}{T} \sqrt{M[\tilde{K}_{jJi}^2(t, E_{jJ})|_{jJ \in J, i \in I}]}, \quad (15)$$

где $\tilde{K}_{jJi}^2(t, E_{jJ})|_{jJ \in J, i \in I}$ – нормированная по коэффициенту затухания a_{jJ} ФВК вычисляется через выражение (13) для ненормированной ФВК:

$$\tilde{K}_{jJi}(E_{jJ})|_{jJ \in J, i \in I} = \sum_{k=0}^{n-1} \int_{t_k + \varepsilon_{t_k}}^{t_{k+1} + \varepsilon_{t_{k+1}} + \frac{\varepsilon_T}{n}} S_{ik}(t) \cdot \tilde{S}_{jJk}(t, E_{jJ}) dt = K_{jJi}(E_{jJ})|_{jJ \in J, i \in I} / a_{jJ}, \quad i \in I, \quad jJ \in J. \quad (16)$$

3. Асимптотические закономерности влияния ошибок ортогональности

Из сопоставления выражений (1), (6) и (8) следует

Утверждение 1. Если справедливы допущения [i]–[iiii] и значения погрешностей E нестрогой ортогональности ансамблей информационных и опорных широкополосных сигналов можно сколь угодно уменьшить, то мощности (8) внутрисотовых интерференционных помех (intra-cell interference) асимптотически уменьшаются до сколь угодно малого значения:

$$\lim_{|E| \rightarrow 0} P_{\text{intra-cell}}(E) = \lim_{|E| \rightarrow 0} \sum_{j=0, j \neq i}^{n-1} \frac{1}{T} \sqrt{M[K_{ji}^2(t, E_j)]} = 0. \quad (17)$$

Из выражений (1), (12) и (15) для межсотовых интерференционных помех следует

Утверждение 2. Если справедливы допущения [i]–[iiii] и параметрические значения погрешностей E нестрогой ортогональности ансамблей информационных и опорных широкополосных сигналов можно сколь угодно уменьшить, то мощности (15) межсотовых интерференционных помех (inter-cell interference) можно асимптотически уменьшить до малых, ограниченных сверху, значений порядка $O(M[a], 1/\sqrt{n})$:

$$\lim_{|E| \rightarrow 0} P_{\text{inter-cell}} = \lim_{|E| \rightarrow 0} \sum_{J \in G \setminus I} \sum_{j_J=0}^{n-1} \frac{M[a_{j_J}]}{T} \sqrt{M[K_{j_J i}^2(t, E_{j_J}) |_{j_J \in J, i \in I}] = O(M[a], 1/\sqrt{n}), \quad (18)$$

где $M[a]$ – оценка средневзвешенного коэффициента затухания (12), n – степень порождающего полинома M -последовательности.

4. Вычисление оценок отношений сигналов и помех

Для дальнейшего анализа энергетических соотношений сигналов и помех, задаваемых условиями неравенств (2), а также (8) и (15) необходимо вычислить входящие в них математические ожидания квадратов функций корреляции. Полагаем, что случайные погрешности независимы, а их функции плотности распределения вероятностей (ФПВ) распределены по нормальным законам с нулевыми средними значениями и дисперсиями σ_x^2 :

$$w(x) = \exp[-(x)^2 / 2\sigma_x^2] / \sigma_x \sqrt{2\pi}, \quad x \in \{\varepsilon_A, \varepsilon_t, \varepsilon_T, \varepsilon_\omega, \varepsilon_\phi\}. \quad (19)$$

Также полагаем, что дисперсии σ_x^2 погрешностей не изменяются во времени, по крайней мере, на протяжении длительностей информационных посылок. Тогда математические ожидания квадратов функций автокорреляции и взаимной корреляции могут быть выражены через соответствующие кратные интегралы в виде:

$$M[K_{ij}^2(E)] = \iiint_{E \in \Gamma_E} K_{ij}^2(\varepsilon_A, \varepsilon_t, \varepsilon_\omega, \varepsilon_\phi) w(\varepsilon_A) w(\varepsilon_t) w(\varepsilon_\omega) w(\varepsilon_\phi) d\varepsilon_A \cdot d\varepsilon_t \cdot d\varepsilon_\omega \cdot d\varepsilon_\phi, \quad (20)$$

где Γ_E – область существования вектора $E = (\varepsilon_A, \varepsilon_t, \varepsilon_T, \varepsilon_\omega, \varepsilon_\phi)$ погрешностей нестрогой ортогональности ШПС.

Для определения сумм в знаменателе неравенства (2), необходимо вычислить мощности помех внутрисотовой (intra-cell) интерференции (8) по $N-1$ ортогональным широкополосным каналам рассматриваемой, I -ой, соты, а также межсотовую (inter-cell) интерференцию (15) по

всем N ортогональным каналам всех $J \in G \setminus I$ внешних сот. Здесь через N обозначено максимальное число ортогональных широкополосных каналов кодового разделения, удовлетворяющее условию (2), иными словами, – канальная ёмкость соты. То есть, значение N определяется как корень уравнения (2) в форме равенства, когда отношение сигнал/помеха сравнивается с минимально допустимым, пороговым, уровнем.

Ёмкости сетей CDMA определяются как максимально допустимое число \hat{N}_a активных каналов, удовлетворяющих заданному пороговому отношению. Обычно (см., например, [11]) значение канальной ёмкости, получаемое по энергетическим соотношениям сигналов без учёта помех нестрогой ортогональности, близко к половине общего числа (объёма алфавита ПСП) n ортогональных сигналов, т.е., $\hat{N}_a \cong 0.5n$. Для ПСП Уолша имеет место ограничение $N_a \leq n$, так как число ортогональных кодов N в точности равно числу n элементов (чипов). Для ПСП на основе М-последовательностей со степенью производящего полинома n , в принципе, возможно значительно большее число $N = N_a \gg n$, к сожалению, квазиортогональных каналов/сигналов, удовлетворяющих условию (2).

Далее, необходимо построить модель оценки коэффициентов затухания (12) сигналов в зависимости от расположения на территории и расстояний r_{xy} между передающими и приёмными станциями (см. рис. 2). В [12] для оценки интерференции использованы модели двумерного распределения Гаусса для описания случайного расположения станций на территории покрытия сотовыми кластерами при оценке ёмкости больших сетей CDMA. Там же показано хорошее совпадение результатов аппроксимации случайного расположения станций равномерным их распределением.

Воспользуемся предложенной в [13] моделью весовой оценки коэффициентов затухания при вычислении межсотовых интерференционных помех, по которому J -ые соты, $J \in G \setminus I$, окружающие рассматриваемую I -ую соту (см. рис. 2), разделяются на кольцевые зоны (см. рис. 3) по весовым коэффициентам k_z , $k_z \in \{k_1, k_2, \dots, k_z\}$, затухания излучаемых из них сигналов. Веса нормируются относительно нулевой зоны (рассматриваемой, I -ой соты), т.е., весовой коэффициент рассматриваемой соты, по определению, равен единице, $k_0 \stackrel{def}{=} 1$, что оправдывается технологией «выравнивания» уровней принимаемых сигналов посредством управления их мощностью. Веса окружающих зон рассчитаны в декартовой системе координат 2D для случая равномерного распределения станций. Полученные в [13] средневзвешенные значения зонных весовых коэффициентов представлены в табл. 1.

Таблица 1. Средневзвешенные значения зонных весовых коэффициентов [13]

Кольцевые зоны согласно рис.3	Зона 0	Зона 1	Зона 2	Зона 3
Число сот в кольцевой зоне, n_z	1	6	12	18
Весовые коэффициенты затухания, k_z	k_0	k_1	k_2	k_3
Средневзвешенные значения	$1.00 \cdot 10^0$	$2.08 \cdot 10^{-4}$	$9.10 \cdot 10^{-4}$	$1.71 \cdot 10^{-6}$

Вычисления производились для ближайших трёх зон, так как последующие зоны оказывают незначительное влияние на интерференцию.

Воспользовавшись коэффициентами из табл. 1, неравенство (2) можно переписать в виде:

$$\frac{[M[K_{ix}^2(E) |_{i=x, i \in I}]]^{1/2} / T}{(N-1)\bar{M}[[M[K_{jx}^2(E) |_{j \neq i=x; i, j, x \in I}]]^{1/2}] / T + N \sum_{z=1}^3 k_z n_z \bar{M}[[M[\tilde{K}_{ji}^2(E) |_{j \in J, i \in I}]]^{1/2}] / T + e_i^2} \geq [h^2], \quad (21)$$

где $[M[K_{jx}^2(E) |_{j \neq i=x; i, j, x \in I}]]^{1/2}$ – квадратичное среднее значение ФВК (6) в нулевой зоне (см. рис. 3); $[M[\tilde{K}_{ji}^2(E) |_{j \in J, i \in I}]]^{1/2}$ – квадратичное среднее значение нормированной по ко-

эффиценту затухания ФВК (9) во внешних зонах; $\bar{M}[\cdot]$ – знак усреднения соответствующей ФВК по соответствующей соте; $e_{t^{\circ}}^2$ – мощность теплового шума,

$$e_{t^{\circ}}^2 = 4kTR\Delta f, \quad (22)$$

где k – постоянная Больцмана, t° – среднесуточная температура окружающей среды, R – активное сопротивление приёмника, Δf – полоса частот широкополосного канала.

5. Численные эксперименты

Ниже представлены некоторые результаты численных исследований влияния погрешностей нестрогого выполнения условий ортогональности широкополосных сигналов на отношение сигнал/интерференционная помеха и ёмкость мобильных сетей с кодовым разделением каналов.

На рис. 4 показаны 3D-зависимости отношения сигнал/интерференционная помеха SINR (dB) от погрешностей синхронизации ε_t (задержки) точек начала сигналов и погрешностей ε_{φ} фазы сигналов. Задавались фиксированные значения погрешностей длительности сигналов $\varepsilon_T = 10^{-9}$ (сек), была положена длина ПСП $n = 64$. Исследовались диапазоны $[10^{-11}, 10^{-7}]$ (с) изменения погрешностей ε_t задержки сигнала и $[10^{-4}, 10^0]$ (рад) изменения погрешностей ε_{φ} фазы. Видно, что при минимальном уровне данных погрешностей отношение сигнал/шум достигает максимума, однако, например, при увеличении погрешности задержки ε_t (рассинхронизация) характеристики системы резко снижаются.

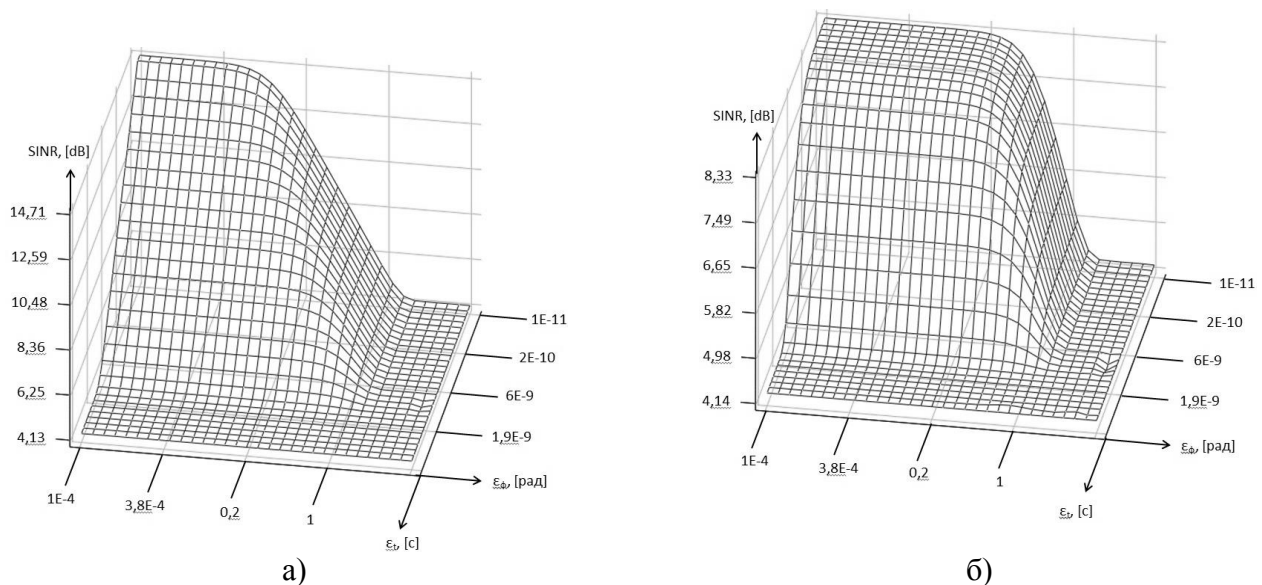


Рис 4. Зависимость порогового отношения сигнал/шум от погрешностей синхронизации ε_t и фазы ε_{φ} широкополосных сигналов с BPSK модуляцией.

Погрешность частоты: а) $\varepsilon_{\omega} = 10^{-4}$ (КГц), б) $\varepsilon_{\omega} = 10^3$ (КГц)

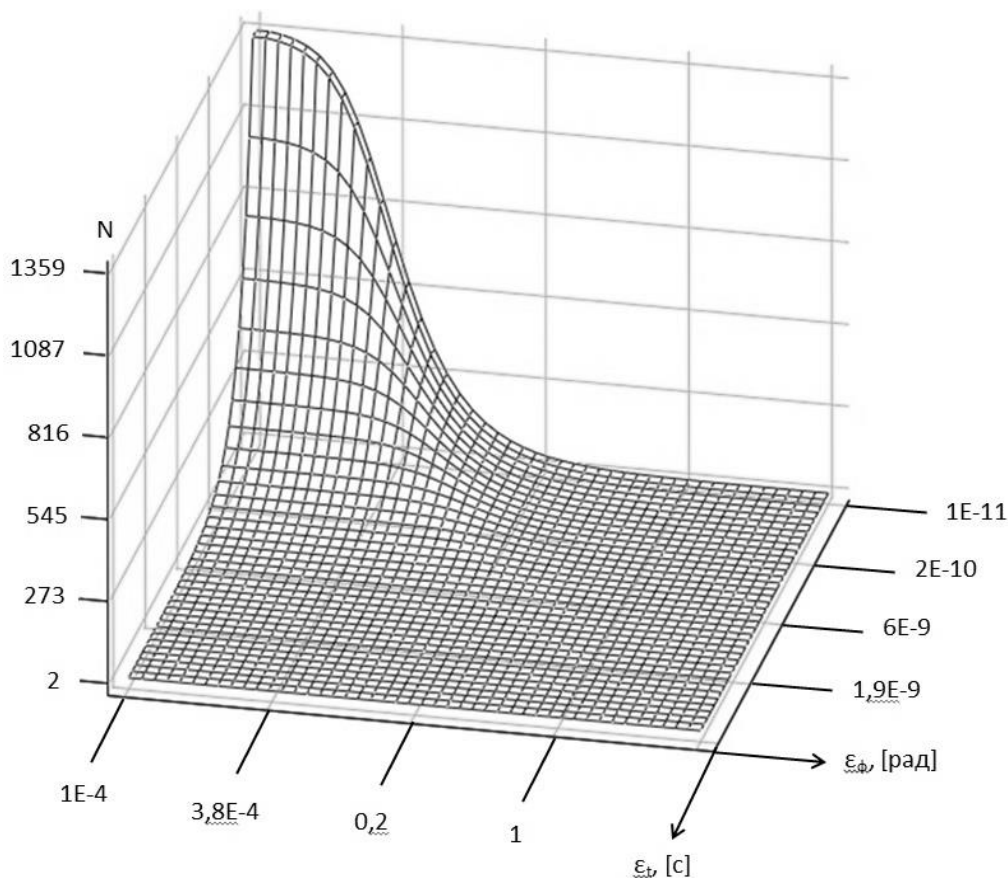


Рис 5. Зависимость ёмкости соты N от погрешности синхронизации при различных пороговых уровнях отношения $[h^2]$ сигнал/помеха

На рис. 5 показано, как изменяются зависимости максимального числа активных ортогональных каналов N , удовлетворяющих неравенству (2), или ёмкость сети, при установлении различных пороговых уровней $[h^2]$ отношения сигнал/шум.

6. Заключение

Показано, что можно существенно уменьшить интерференционные помехи и тем самым увеличить на порядок и более ёмкость соты и количество активных каналов путём технологических новаций, позволяющих существенно снизить погрешности нестрогого выполнения условий ортогональности широкополосных сигналов вплоть до полного их исключения. Это утверждение ясно следует из предельных оценок внутрисотовой (intra-cell) (17) и междотовой (inter-cell) интерференции (18), из выполненного в данной работе анализа и подтверждено результатами численных экспериментов. Здесь можно провести аналогию с технологией пространственного разделения каналов. Повышение энергетической эффективности радиоканалов мобильной связи путём интеллектуализации управления диаграммами направленности антенных решёток (смарт-антенн) стало одним из главных факторов прорывного увеличения скоростей передачи, пропускной способности, спектральной и энергетической эффективности мобильных и беспроводных сетей 4G/5G. Можно полагать, что соединение «в одной упряжке» инноваций в технологиях ортогонального и пространственного разделения сигналов приведёт к дальнейшему прорывному повышению характеристик мобильных и беспроводных сетей.

Литература

1. *Price R. and Green P.E.* A Communication technique for multipath channels // Proceedings of the IRE, 1958. P. 555-570.
2. *Cohen A. R., Heller J. A. and Viterbi A. J.* A new coding technique for asynchronous multiple access communication // IEEE Transactions on Communication Technology, vol. COM-19, Oct. 1971. P. 849-855.
3. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. проф. В. Б. Пестрякова. М.: Советское радио, 1973. 424 с.
4. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
5. *Мархасин А.Б., Глотов И.Н., Поллер Б.В.* О передаче информации псевдошумовыми сигналами при управлении открытыми горными работами // Материалы симпозиума молодых учёных г. Новосибирска. Новосибирск: ИГД СО АН СССР, 1969. С.122-126.
6. *Viterbi A.J.* CDMA: principles of spread spectrum communication. Addison-Wesley Publishing Company, 1995. 245 p.
7. *Torriero D.* Principles of spread-spectrum communication systems. Springer, 2005. 444 p.
8. *Ramovic A.S.* The modification of WCDMA capacity equation // 16th Telecommunication forum TELFOR'2008. Belgrade, 25-27 November 2008. P. 266-269.
9. *Guo L., Zhang J., Maple G.* Coverage and capacity calculation for 3G mobile network planning // Department of Computing and Information Systems University of Luton. Luton, U.K., 2003. 5 p. URL: <http://www.irproje.com/media/userfiles/610023.pdf> (дата обращения 01.09.2014).
10. *Ifeagwu E.N., Ekeh J, Ohaneme C.O., and Okezie C.* Evaluation of spectral efficiency, system capacity and interference effects on CDMA communication system // International Journal of Advanced Computer Science and Applications, vol. 3, No.6, 2012. P. 20-25.
11. *Elechi P., Biebuma J.J., Elagauma P.* Estimating CDMA capacity and performance in mobile network. A statistical approach // International Journal of Engineering and Technology, vol. 3, No. 1, January 2013. P. 34-41.
12. *Akl R., Parvez A., and Nguyen S.* Effects of interference on capacity in multi-cell CDMA networks // Systemics, Cybernetics and Informatics, vol. 3, 2005, No 1. P. 94-100.
13. *Кравченко А.Ю.* Оценка ёмкости системы CDMA с учётом нестабильности опорных сигналов // Российская научно-техническая конференция «Информатика и проблемы телекоммуникации». – Новосибирск: СибГУТИ, 1999. С.77-78.
14. *Клюквина Н.В.* Анализ влияния погрешностей опорных сигналов на ёмкость систем CDMA // Российская научно-техническая конференция «Информатика и проблемы телекоммуникации». – Новосибирск: СибГУТИ, 2000 С. 225-227.

Статья поступила в редакцию 13.10.2014.

Мархасин Александр Беньяминович

д.т.н., профессор, заведующий кафедрой телекоммуникационных сетей и вычислительных средств СибГУТИ, (630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. (383) 269-83-83, e-mail: marh@sibsutis.ru

Свинарёв Илья Андреевич

аспирант кафедры телекоммуникационных сетей и вычислительных средств СибГУТИ, (630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. (383) 269-82-73, e-mail: iliasv@yandex.ru

Беленький Валерий Григорьевич

к.т.н., доцент, профессор кафедры телекоммуникационных сетей и вычислительных средств СибГУТИ, (630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. (383) 269-82-73, e-mail: Valery.G.Belenky@sibir.rt.ru

Impact analysis of orthogonal signal errors on network capacity with code division

A. Markhasin, I. Svinarev and V. Belenky

The technology of Code Division Multiple Access (CDMA) is based on parallel transfer of mutually orthogonal broadband signals that use total available time and frequency band of wireless medium. The errors of inaccurate fulfillment of conditions of mutual signals orthogonality inevitably generate the intra-cell and inter-cell interference noise that define available value of ratio Signal-to-Interference & Noise Ratio (SINR). The SINR value, in turn, limits the maximal number of parallel active code division channels, i.e., the capacity of cellular cell. Usually, SINR values are calculated indirectly through the ratios of energy parameters of broadband signals. However, the indirect approach does not allow considering dependence of the interference versus orthogonality conditions errors. In this paper, the advanced calculation method of the CDMA networks' capacity is offered, which allows considering the dependences "SINR versus not strict orthogonality errors" directly through the orthogonal signals correlation functions. It is showed, that it is possible raise many times the networks CDMA capacity by reduction of the signals' orthogonality errors.

Keywords: CDMA, network capacity, code division, orthogonal, noise-type, broadband signals, orthogonal errors, signal/interference noise ratio.