

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ
Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение
высшего профессионального образования
Московский технический университет связи и информатики

Кафедра систем радиосвязи
Кафедра автоматизации, информационных технологий и
сертификации в связи

Крейнделин В. Б., Панкратов Д.Ю.

**УВЕЛИЧЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМ С
КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ НА ОСНОВЕ
ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ПОДАВЛЕНИЯ
ВНУТРИКАНАЛЬНЫХ ПОМЕХ**

Учебное пособие

Москва 2012

УДК: 621.391.037

Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Увеличение пропускной способности систем с кодовым разделением каналов на основе применения алгоритмов подавления внутриканальных помех. Учебное пособие / МТУСИ.-М., 2012.-29с.

В учебном пособии рассматриваются алгоритмы подавления внутриканальных помех в системах беспроводной связи с кодовым разделением каналов. Дается оценка эффективности и вычислительной сложности таких алгоритмов. Учебное пособие предназначено для студентов специальностей 210402, 210405 и 220301.

Ил. 9, список лит. 20 назв.

Рецензенты: Тарасов С.С., доцент

Малафеев В.М., к.ф.-м.н., доцент

Издание утверждено на заседании совета факультета РиТ

_____2011 г. и совета факультета ИТ _____2011 г.

Протоколы №№_____

© Московский технический университет
связи и информатики

СОДЕРЖАНИЕ

Список используемых сокращений.....	4
Введение.....	5
1. Пропускная способность и способы ее увеличения.....	6
2. Система CDMA.....	9
2.1 Преимущества CDMA.....	9
2.2 Корреляционные свойства сигналов.....	10
2.3 Принцип передачи и приема сообщений в системе CDMA.....	11
2.4 Принцип CDMA.....	12
3. Внутриканальная помеха в системе CDMA.....	14
4. Модель системы.....	15
5. Алгоритмы подавления внутриканальных помех.....	17
5.1 Традиционный демодулятор.....	17
5.2 Оптимальный демодулятор.....	19
5.3 Декоррелятор.....	21
5.4 Демодулятор, оптимальный по критерию минимума СКО.....	22
6. Сравнительный анализ алгоритмов подавления внутриканальных помех	23
6.1 Вычислительная сложность.....	23
6.2 Вероятность ошибки.....	25
Заключение.....	25
Контрольные вопросы и задания.....	27
Литература.....	28

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АБГШ аддитивный белый гауссовский шум

АКФ автокорреляционная функция

АС абонентская станция

БС базовая станция

КС канал связи

МПД многопользовательский демодулятор

СКО среднее квадратическое отклонение

СЛАУ система линейных алгебраических уравнений

ССПС система сотовой подвижной связи

ОСШ отношение сигнал/шум

РЧС радиочастотный спектр

СФ согласованный фильтр

ЦОС цифровая обработка сигналов

ЦСП цифровой сигнальный процессор

BER Bit Error Ratio частота битовых ошибок

CDMA Code Division Multiple Access многостанционный доступ с кодовым разделением каналов

FDMA Frequency Division Multiple Access многостанционный доступ с частотным разделением каналов

TDMA Time Division Multiple Access многостанционный доступ с временным разделением каналов

ВВЕДЕНИЕ

В последнее время наблюдается бурное развитие цифровых систем связи, проявляющееся, главным образом, в увеличении объемов передаваемой информации. Поэтому перед разработчиками оборудования связи ставится задача существенного увеличения пропускной способности систем связи. Одним из препятствий в решении этой задачи является наличие помех от пользователей в канале связи (КС). Проблема подавления внутриканальных помех особенно актуальна для систем с кодовым разделением каналов (Code Division Multiple Access, CDMA). Для решения этой проблемы используются алгоритмы цифровой обработки сигналов (ЦОС). Благодаря успехам микроэлектронной промышленности в цифровых системах связи появилась возможность реализации сложных алгоритмов ЦОС. В настоящем учебном пособии рассматриваются алгоритмы подавления внутриканальных помех, называемые также многопользовательскими демодуляторами (МПД), которые позволяют существенно увеличить пропускную способность систем CDMA.

За основу при написании настоящего учебного пособия была взята книга [1]. Принцип работы МПД рассматривался на примере системы сотовой подвижной связи (ССПС) с кодовым разделением каналов. Технология CDMA использует весь частотно-временной ресурс КС и позволяет рассчитывать на достижение потенциальной пропускной способности системы. Для понимания изложенного материала необходимы некоторые знания из теории связи, имеющиеся в [2] и [3], а также сведения из теории матриц, имеющиеся в [4]. Уровень внутриканальной помехи определяется числом пользователей, свойствами кодовых последовательностей, а также точностью синхронизации. Некоторые аспекты синхронизации рассматриваются в [5]. МПД обрабатывают сигналы пользователей совместно с учетом их структуры и взаимного влияния друг на друга в КС, что позволяет компенсировать

внутриканальную помеху. Эффективность алгоритмов определяется вычислительной сложностью, которая зависит от числа пользователей и объема учитываемой при демодуляции априорно известной информации. Приводятся результаты оценки вычислительной сложности МПД. В качестве оценки эффективности МПД приводятся зависимости вероятности ошибки от числа пользователей, полученные в результате моделирования МПД в системе MATLAB.

Следует отметить, что задача подавления внутриканальных помех окончательно не решена. Оптимальный МПД практически нереализуем для большого числа пользователей из-за высокой вычислительной сложности, а подоптимальные МПД менее эффективны. Необходимо синтезировать такой алгоритм, который бы приближался к оптимальному алгоритму при минимальных вычислительных затратах. Для этого необходимо максимально эффективно использовать всю априорно известную информацию о принимаемом сигнале и КС с учетом ограниченной вычислительной сложности алгоритма.

1. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ И СПОСОБЫ ЕЕ УВЕЛИЧЕНИЯ

Пропускная способность системы связи определяется максимальной скоростью передачи информации или числом пользователей. Это одна из важнейших характеристик, от которых зависит конкурентоспособность системы. Поэтому перед разработчиками оборудования связи главным образом ставится задача увеличения пропускной способности.

В результате быстрого развития микроэлектронной промышленности бурно развивается сотовая связь. В последнее время ряд ведущих компаний, производящих оборудование связи, сосредоточили свои усилия на разработке систем фиксированной и подвижной связи 3-го поколения. Эти системы предоставляют широкий набор телекоммуникационных услуг, таких, как доступ в Интернет, видеоконференц-связь, передача

данных и др. Скорость передачи информации пользователей планируется увеличить до нескольких Мбит/с. Для этого требуются новые алгоритмы обработки сигналов для подавления внутриканальных помех от других пользователей.

Существуют следующие способы увеличения пропускной способности телекоммуникационных систем:

- расширение используемой системой полосы частот;
- увеличение мощности, излучаемой передатчиками абонентских станций (АС) и базовых станций (БС);
- применение адаптивных антенных решеток на приемной и передающей стороне;
- использование методов разнесенного приема и передачи;
- применение высокопроизводительных микропроцессоров для ЦОС;
- применение высокоэффективных алгоритмов ЦОС.

Первый способ весьма затруднителен по экономическим соображениям. Радиочастотный спектр (РЧС) является природным ресурсом и распределяется между различными радиослужбами по конкурсу. Из-за загруженности частотных диапазонов действующими системами конкурсные платежи за использование РЧС держатся на высоком уровне. Второй способ приводит к увеличению энергопотребления, а также помех другим системам. Остальные способы увеличения пропускной способности кроме последнего требуют применения дополнительного оборудования.

Последний способ является наиболее эффективным, т.к. подразумевает использование новых подходов к обработке сигналов, в том числе и алгоритмов подавления внутриканальных помех.

Из сказанного выше можно сделать вывод о том, что разработчику оборудования связи необходимо обеспечить оптимальное использование следующих ресурсов:

- частотного;
- энергетического;
- вычислительного.

Технология CDMA, на которой в основном базируются системы фиксированной и подвижной связи 3-го поколения, позволяет наиболее эффективно использовать первые два ресурса. Третий ресурс определяется цифровыми сигнальными процессорами (ЦСП). Чем сложнее алгоритм ЦОС, тем более производительный и дорогой ЦСП требуется. Поэтому разработчику необходимо компромиссное решение между вычислительной сложностью реализации алгоритма и стоимостью процессора. Алгоритмы ЦОС используются как в оборудовании АС, так и БС. Причем в БС есть возможность использовать более дорогое оборудование и, соответственно, более сложные алгоритмы.

Последние исследования показывают, что основными классами алгоритмов, определяющих пропускную способность системы связи, являются многопользовательская демодуляция и турбокодирование. Алгоритмы турбокодирования повышают помехоустойчивость передачи информации благодаря многократному кодированию с перемежением. Алгоритмы многопользовательской демодуляции обеспечивают эффективное подавление внутриканальных помех и позволяют рассчитывать на достижение потенциальной пропускной способности систем CDMA.

2. СИСТЕМА CDMA

2.1 ПРЕИМУЩЕСТВА CDMA

Наряду с CDMA существуют методы многостанционного доступа с частотным (Frequency Division Multiple Access, FDMA) и временным (Time Division Multiple Access, TDMA) разделением каналом. Однако CDMA предпочтительнее по следующим соображениям.

При FDMA каждому каналу выделяется отдельная полоса частот. Этот метод использовался в ССПС 1-го поколения. При TDMA каждому каналу выделяется отдельный временной интервал. В ССПС 2-го поколения эти два метода использовались совместно. Достоинством FDMA и TDMA является то, что пользователи работают в отдельных каналах и не создают друг другу помех. Другими словами, эти методы обеспечивают взаимную ортогональность сигналов пользователей.

Однако для предотвращения внутриканальных помех требуются защитные интервалы в частотной и временной областях. К тому же если за каждым пользователем закреплен отдельный канал, а число активных пользователей меньше их общего числа, то свободные каналы не будут использоваться. Во избежание напрасного расходования ресурсов необходимо динамическое распределение каналов, например, случайный доступ. Однако при случайном доступе могут возникнуть коллизии при попытке пользователей занять один и тот же канал. В результате коллизий возникают внутриканальные помехи.

При CDMA сигналы пользователей перекрываются по частоте и во времени, а их разделение осуществляется по разным кодовым последовательностям. В результате используется весь частотно-временной ресурс КС. Таким образом, метод CDMA позволяет рассчитывать на достижение потенциальной пропускной способности КС, если подобрать ансамбль кодовых последовательностей с определенными корреляционными свойствами.

2.2 КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ СВОЙСТВА СИГНАЛОВ

Для предотвращения внутриканальных помех необходимо использовать ортогональные сигналы, например, $s_1(t)$ и $s_2(t)$, изображенные на рис. 1. Хотя они перекрываются по частоте и во времени, взаимная корреляция между ними, определяемая как

$$\rho_{ij} = \frac{1}{T} \int_0^T s_i(t)s_j(t)dt, \quad (1)$$

равна нулю. Однако эти сигналы ортогональны только при точном совпадении, поэтому они обладают плохими автокорреляционными свойствами (см. рис. 2). Чем шире главный пик и чем больше боковые пики автокорреляционной функции (АКФ), тем точнее нужно знать время прихода сигнала.

На практике ортогональность сигналов нарушают их случайные сдвиги во времени из-за неоднородности КС. К тому же в КС присутствуют шумы и помехи. В результате увеличивается вероятность ложного решения о приходе сигнала и возникают ошибки при демодуляции.

На практике обычно используют ансамбль квазиортогональных сигналов, например М-последовательностей. На рис. 3 изображена АКФ М-последовательности, состоящей из $N=7$ элементов (чипов) $\{-1-1-1+1+1-1+1\}$.

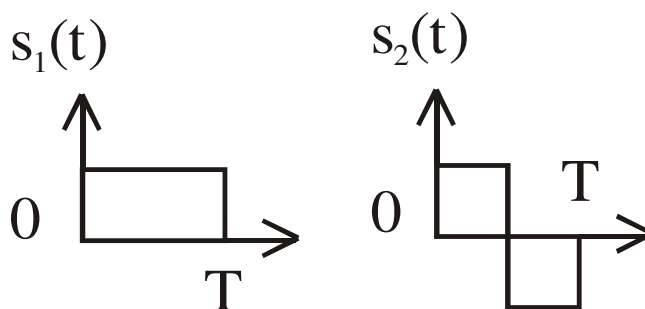


Рис. 1. Ортогональные сигналы

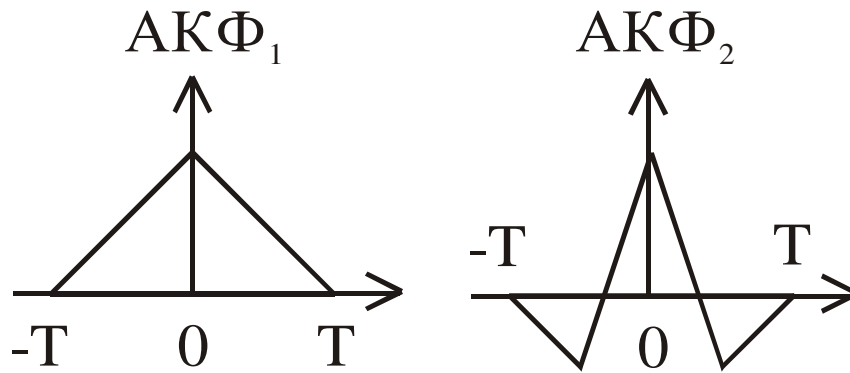


Рис. 2. АКФ сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$

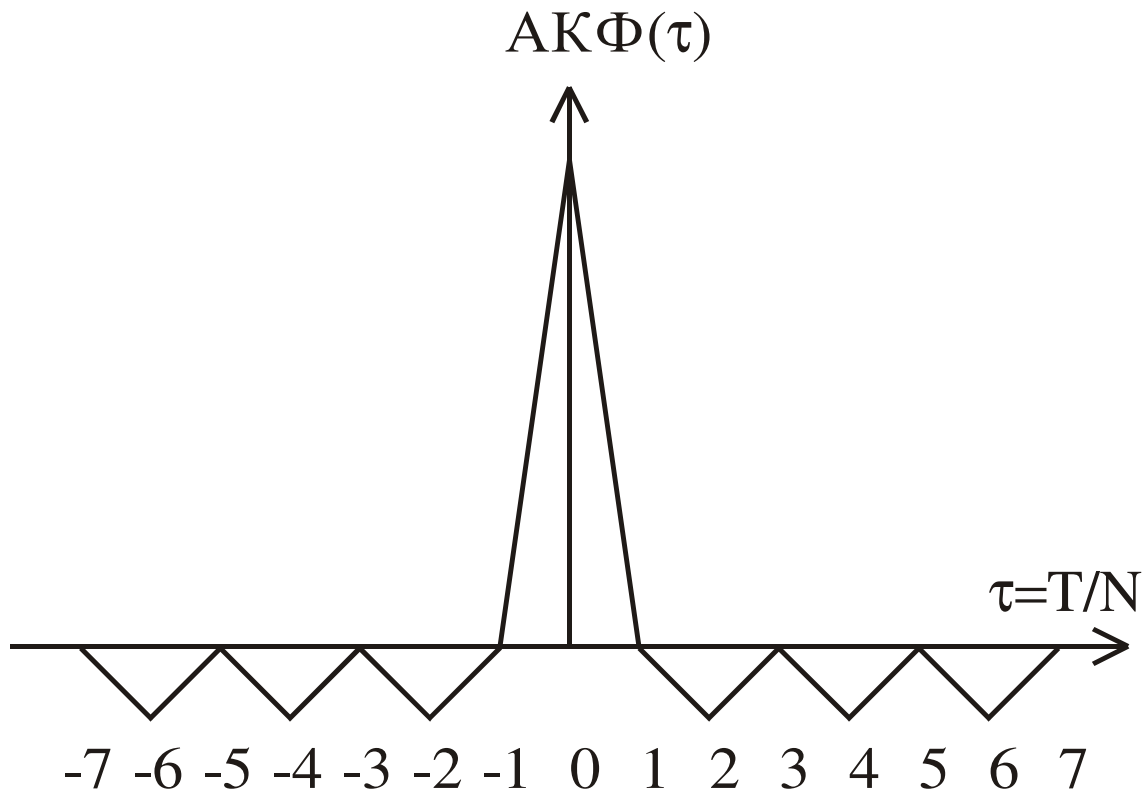


Рис. 3. АКФ M-последовательности $N = 7$

2.3 ПРИНЦИП ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА СООБЩЕНИЙ В СИСТЕМЕ CDMA

Поясним (рис. 4) принцип передачи и приема сообщений в системе CDMA с прямым расширением спектра.

Пусть сообщение k -го пользователя $\theta_k(t)$ состоит из символов $\{+1\}$ и $\{-1\}$, имеющих длительность T_θ и передаваемых со скоростью $f_\theta = 1/T_\theta$. В передающей части сообщение умножается на кодовую последовательность $s_k(t)$, состоящую из N чипов длительности T_s , передаваемых со скоростью $f_s = Nf_\theta = 1/T_s$, где N – база последовательности $s_k(t)$.

Основная энергия сигнала сосредоточена в полосе $\Delta f = 1/T$. Для сигналов, передаваемых со скоростями f_θ и f_s ширина спектра пропорциональна $\Delta f_\theta \sim 1/T_\theta$ и $\Delta f_s \sim 1/T_s = N\Delta f_\theta$, соответственно. Таким образом, спектр сообщения расширяется в N раз.

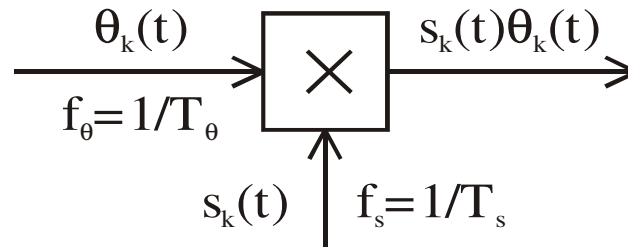
В приемной части для выделения информации произведение $s_k(t)\theta_k(t)$ умножается на последовательность $s_k(t)$ и интегрируется, в результате чего получается переданное сообщение $\theta_k(t)$ (см. рис. 4). Приемная часть называется коррелятором, т.к. в ней осуществляется вычисление АКФ. По знаку пика АКФ (см. рис. 3) принимается решение о том, какой информационный символ передавался.

2.4 ПРИНЦИП CDMA

Рассмотрим принцип CDMA для случая $K=2$ пользователей, передающих символы θ_1 и θ_2 , соответственно. В качестве кодовых последовательностей будем использовать сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$ (рис. 1). Будем также полагать, что шум в КС отсутствует. В результате на вход демодулятора поступает сигнал

$$r(t) = s_1(t)\theta_1 + s_2(t)\theta_2, \quad t \in [0, T_\theta].$$

Передающая часть



Приемная часть (коррелятор)

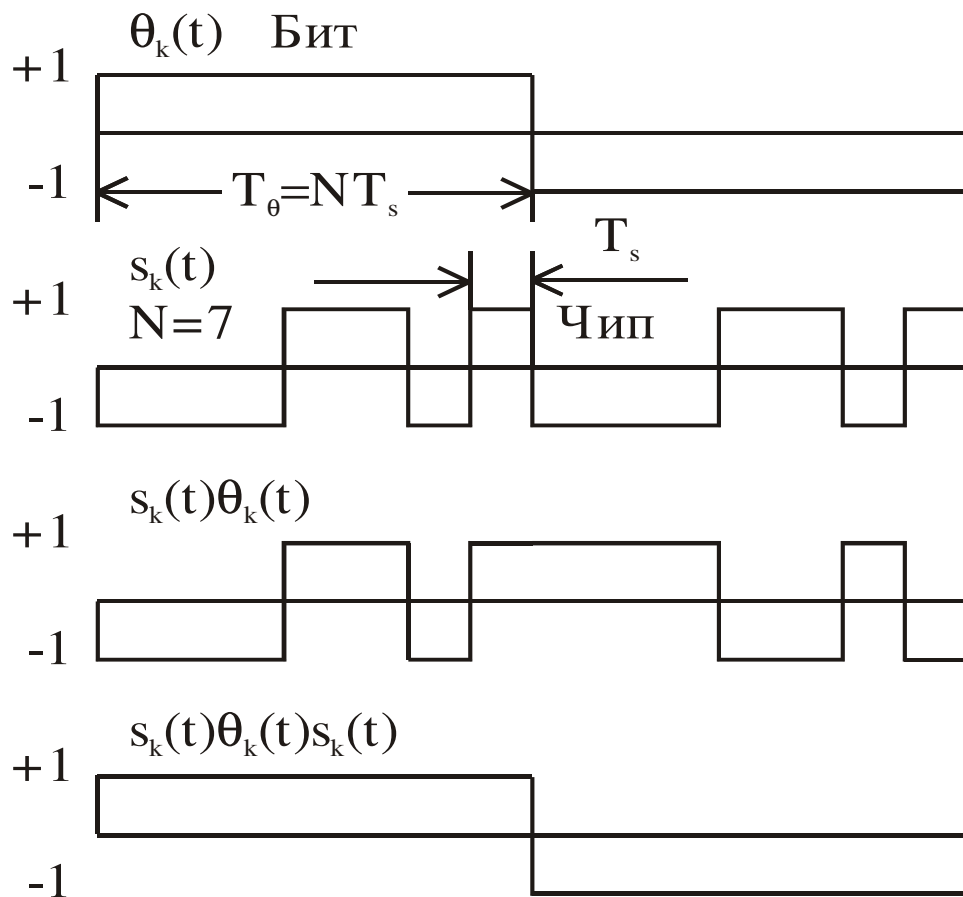
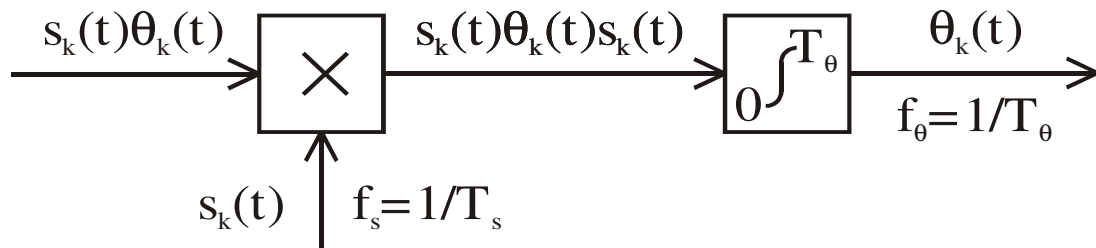


Рис. 4. Принцип передачи и приема сообщений в системе CDMA

Оптимальный демодулятор будет состоять из двух корреляторов или согласованных фильтров (СФ) и решающих устройств, которые для двоичных информационных символов представляют собой жесткие амплитудные ограничители. Проведем математические выкладки для 1-го коррелятора, т.к. для 2-го они аналогичны. На выходе коррелятора получается сигнал

$$y_1 = \frac{1}{T_\theta} \int_0^{T_\theta} r(t)s_1(t)dt = \frac{1}{T_\theta} \int_0^{T_\theta} s_1^2(t)\theta_1 dt + \frac{1}{T_\theta} \int_0^{T_\theta} s_2(t)\theta_2 s_1(t)dt. \quad (2)$$

Оценка символа 1-го пользователя получается на выходе жесткого ограничителя:

$$\hat{\theta}_1 = \text{sign}(y_1), \quad (3)$$

где функция $\text{sign}(y_1) = \begin{cases} +1, & y_1 \geq 0 \\ -1, & y_1 < 0 \end{cases}$.

Подставляя (2) в (3) получим

$$\hat{\theta}_1 = \text{sign}(\theta_1).$$

При наличии шума в КС полезный сигнал искажается. В результате возникают случайные ошибки и решение о том, какой символ передавался, может быть принято неправильно. Частота появления ошибок зависит от отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе демодулятора.

3. ВНУТРИКАНАЛЬНАЯ ПОМЕХА В СИСТЕМЕ CDMA

Если сигналы неортогональны, возникает внутриканальная помеха, величина которой определяется взаимной корреляцией между сигналами (1). Рассмотрим предыдущий пример для случая квазиортогональных кодовых последовательностей, например $s_1 = \{-1-1-1+1+1-1+1\}$ и $s_2 = \{+1-1-1-1+1+1-1\}$. Тогда второй интеграл в выражении (2) уже не будет равен нулю:

$$\frac{1}{T_\theta} \int_0^{T_\theta} s_2(t) \theta_2 s_1(t) dt = \theta_2 \rho_{21} = \Delta_1, \quad (4)$$

где Δ_1 – так называемый шум неортогональности или внутриканальная помеха. Величина помехи увеличивается с ростом числа пользователей и снижает достоверность оценок:

$$\hat{\theta}_1 = \text{sign}(\theta_1 + \Delta_1).$$

Из этого выражения видно, что при получении оценки не учитывается тонкая структура внутриканальной помехи.

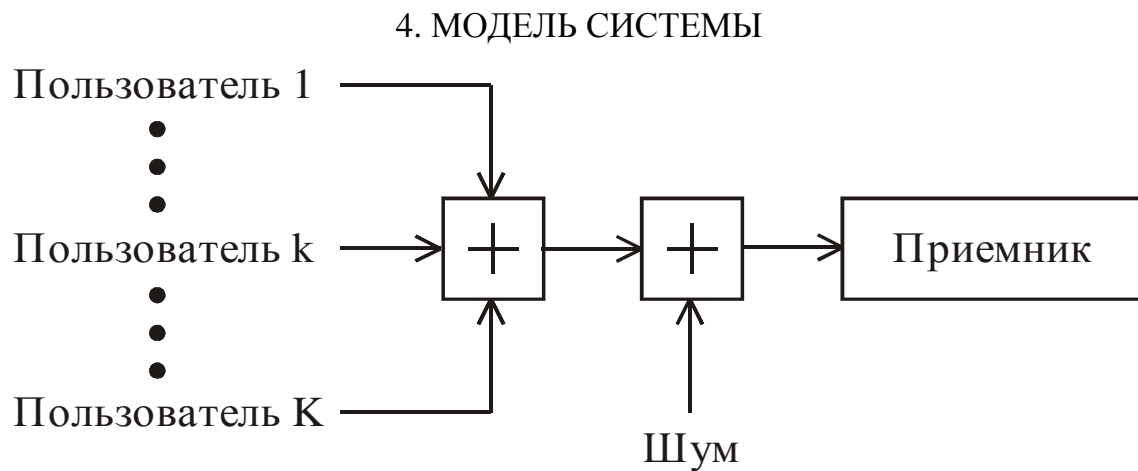


Рис. 5. Модель системы

Для анализа системы необходимо записать ее математическую модель. Запишем модель системы CDMA, в которой K АС одновременно передают сообщения одной БС. Будем полагать, что в КС присутствует аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ). Таким образом, на вход приемника БС поступает смесь суммы сигналов всех пользователей и АБГШ:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \theta_k A_k s_k(t) + n(t), \quad t \in [0, T_\theta], \quad k = \overline{1, K} \quad (5)$$

где K – число пользователей; $\theta_k \in \{-1, +1\}$ – информационный символ, передаваемый k -м пользователем; $s_k(t)$ – кодовая последовательность k -го пользователя; A_k – амплитуда сигнала k -го пользователя, которая предполагается постоянной; $n(t)$ – АБГШ с корреляционной функцией $(N_0/2)\delta(\tau)$; $T_\theta = NT_s$ – длительность одного информационного символа; T_s – длительность одного чипа кодовой последовательности $s_k(t)$; N – база сигнала $s_k(t)$. Выражение (5) – модель системы в непрерывном времени. Мы будем использовать модель (5) для пояснения принципа работы традиционного демодулятора.

В ССПС 2-го и 3-го поколения осуществляется ЦОС с использованием ЦСП в дискретном времени. ЦОС предшествует временная дискретизация. После дискретизации сигнала (5) с периодом T_s перейдем к модели системы в дискретном времени:

$$\mathbf{r} = \mathbf{S}\mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{n}, \quad (6)$$

где $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_N]^T$ – смесь, поступающая на вход приемника БС; N – база сигнала; \mathbf{S} – матрица, составленная из кодовых последовательностей K пользователей, с элементами $\{s_{ij}\}$, $i = \overline{1, N}$, $j = \overline{1, K}$; $\mathbf{A} = \text{diag}\{A_1, \dots, A_K\}$ – матрица, определяемая амплитудами сигналов пользователей A_k , $k = \overline{1, K}$; $\mathbf{i} = [\theta_1, \dots, \theta_K]^T$ – вектор, составленный из информационных символов, передаваемых K пользователями; $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_N]^T$ – вектор, составленный из гауссовских случайных величин с нулевым средним и дисперсией σ^2 . Корреляционная матрица вектора \mathbf{n} определяется как $\mathbf{U} = E[\mathbf{nn}^T] = \sigma^2 \mathbf{1}$, где $\mathbf{1}$ – единичная матрица размерности $N \times N$. Такая структура матрицы \mathbf{U} означает то, что компоненты вектора \mathbf{n} некоррелированы, а на главной

диагонали расположены их мощности σ^2 . Символом « T » обозначена операция транспонирования (замена строк и столбцов местами). Таким образом, если \mathbf{n} – вектор-строка, то \mathbf{n}^T – вектор-столбец.

5. АЛГОРИТМЫ ПОДАВЛЕНИЯ ВНУТРИКАНАЛЬНЫХ ПОМЕХ

5.1 ТРАДИЦИОННЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР

Пусть на вход приемника БС поступает смесь (5). Тогда традиционный демодулятор состоит из K корреляторов или СФ. Поясним принцип его работы на примере (2) с учетом (4) и наличия в КС АБГШ $n(t)$. Сигнал на выходе 1-го коррелятора записывается в следующем виде:

$$y_1 = \theta_1 A_1^2 + \Delta_1 + z_1, \quad (7)$$

где $z_1 = A_1 \frac{1}{T\theta} \int_0^{T\theta} n(t) s_1(t) dt$ – коррелированный гауссовский шум на выходе

1-го коррелятора. Таким образом, в уравнении (7) представлена сумма полезного сигнала 1-го пользователя, внутриканальной помехи от 2-го пользователя и гауссовского шума. Оценка $\hat{\theta}_1$ получается в результате преобразования (3).

Обобщим полученный результат на случай K пользователей для модели (5). Будем полагать, что в системе используются кодовые последовательности со следующими корреляционными свойствами $\rho_{ii} = 1$, а $\rho_{ij} \neq 0$, $i, j = \overline{1, K}$, $i \neq j$. Тогда

$$y_k = \frac{1}{T\theta} \int_0^{T\theta} r(t) A_k s_k(t) dt, \quad (8)$$

$$y_k = \theta_k A_k^2 \rho_{kk} + \sum_{i=1, i \neq k}^K \theta_i A_i A_k \rho_{ik} + A_k \frac{1}{T\theta} \int_0^{T\theta} n(t) s_k(t) dt,$$

$$y_k = \theta_k A_k^2 + \Delta_k + z_k, \quad k=\overline{1, K}.$$

Таким образом, в каждом корреляторе осуществляется умножение сигнала (5) на соответствующую кодовую последовательность. Структурная схема традиционного демодулятора приведена на рис. 6. Для модели (6) обработка сигнала \mathbf{r} набором корреляторов эквивалентна умножению на матрицу \mathbf{G}^T , где $\mathbf{G}=\mathbf{S}\mathbf{A}$:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G}^T \mathbf{r} = \mathbf{G}^T (\mathbf{G}\mathbf{n} + \mathbf{n}) = \mathbf{G}^T \mathbf{G}\mathbf{n} + \mathbf{G}^T \mathbf{n}. \quad (9)$$

С учетом обозначений $\mathbf{H}=\mathbf{G}^T \mathbf{G}$ и $\mathbf{z}=\mathbf{G}^T \mathbf{n}$, запишем уравнение (9) в следующем виде:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{n} + \mathbf{z}, \quad (10)$$

где $\mathbf{Y}=[y_1, \dots, y_K]^T$ – вектор, составленный из выходных сигналов K корреляторов; \mathbf{H} – матрица, определяемая взаимными корреляциями сигналов пользователей и их амплитудами, состоящая из элементов $h_{ij} = \rho_{ij} A_i A_j$, $i, j=\overline{1, K}$; $\mathbf{z}=[z_1, \dots, z_K]^T$ – гауссовский случайный вектор с нулевым средним и корреляционной матрицей $\mathbf{V} = E[\mathbf{z}\mathbf{z}^T] = \sigma^2 \mathbf{H}$. Структура матрицы \mathbf{V} говорит о том, что компоненты вектора \mathbf{z} коррелированы, т.е. шум на выходе блока корреляторов уже не белый. При использовании ортонормированных сигналов матрица \mathbf{H} будет иметь вид $\mathbf{H}=\text{diag}\{A_1^2, \dots, A_K^2\}$, т.е. будет диагональной матрицей, составленной из мощностей сигналов пользователей. Следует отметить, что \mathbf{H} является симметричной квадратной матрицей размерности $K \times K$, т.е. ее элементы симметричны относительно главной диагонали.

Необходимо отметить, что ОД не учитывает тонкую структуру внутриканальной помехи и рассматривает ее как АБГШ. Поэтому для квазиортогональных сигналов ОД не является оптимальным даже в присутствии АБГШ.

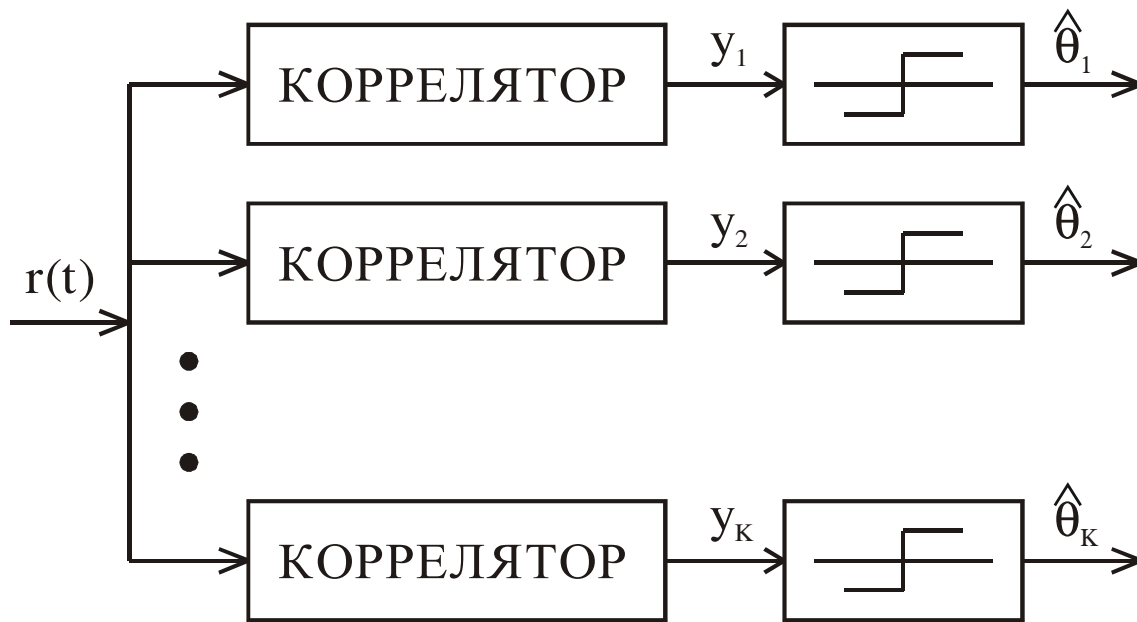


Рис. 6. Традиционный демодулятор

5.2 ОПТИМАЛЬНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР

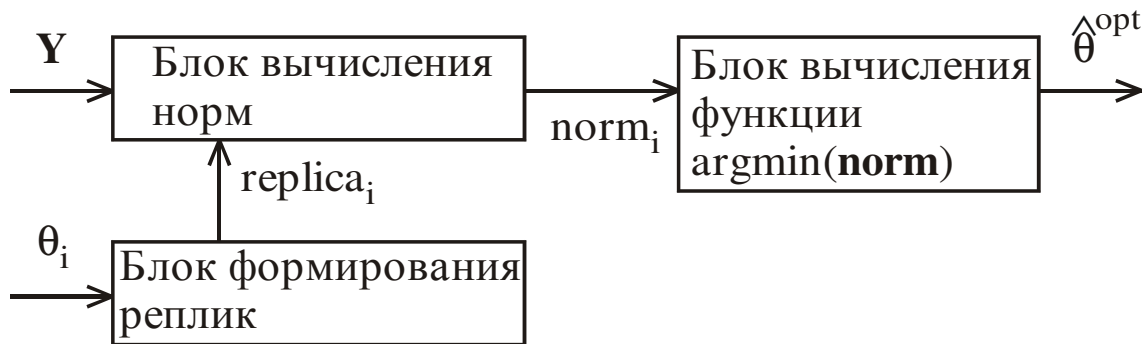


Рис. 7. Оптимальный многопользовательский демодулятор

Оптимальный многопользовательский демодулятор (МПД) учитывает всю доступную информацию о сигналах пользователей:

- кодовые последовательности и их корреляция;
- амплитуды;
- время прихода сигналов;
- вероятностные характеристики АБГШ.

Таким образом, доступна вся информация о сигнале кроме информационных символов.

Алгоритм работы оптимального МПД следующий. Предполагается, что оптимальный МПД используется совместно с традиционным демодулятором. На вход оптимального МПД поступает сигнал с выхода традиционного демодулятора \mathbf{Y} (10). На основании имеющейся информации формируются реплики (копии) этого сигнала $\mathbf{replica}_i = \mathbf{H}\mathbf{i}_i$, $i = \overline{1, 2^K}$, где K – число пользователей, $\mathbf{i}_i \in \Theta$, Θ – множество всех комбинаций вектора \mathbf{i} . Затем вычисляется норма (расстояние) \mathbf{norm}_i между векторами \mathbf{Y} и $\mathbf{replica}_i$ на фоне шума:

$$\mathbf{norm}_i = \|\mathbf{Y} - \mathbf{replica}_i\|_{\mathbf{V}}^2 = (\mathbf{Y} - \mathbf{replica}_i)^T \mathbf{V}^{-1} (\mathbf{Y} - \mathbf{replica}_i).$$

Оптимальная оценка соответствует такой комбинации, которая обеспечивает минимальную норму, т.е. $\mathbf{i}^{opt} = \arg \min \{\mathbf{norm}\}$. Таким образом, выражение для оценки на выходе оптимального МПД записывается в следующем виде:

$$\mathbf{i}^{opt} = \arg \min_{\mathbf{i}_i \in \Theta} \left\{ (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{i}_i)^T \mathbf{V}^{-1} (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{i}_i) \right\}. \quad (11)$$

Необходимо подчеркнуть, что число комбинаций вектора \mathbf{i} экспоненциально растет с увеличением числа пользователей. Поэтому при большом числе пользователей такой алгоритм физически нереализуем даже при современном уровне элементной базы. При использовании строго ортогонального ансамбля сигналов внутриканальные помехи отсутствуют, и при этом эффективность оптимального МПД совпадает с традиционным демодулятором.

Были сделаны попытки упрощения оптимального МПД, но экспоненциальный рост вычислительной сложности сохранялся. Поэтому направления дальнейших исследований были сосредоточены на поиске подоптимальных алгоритмов, к которым предъявлялись весьма

противоречивые требования. С одной стороны эти алгоритмы должны были как можно больше по эффективности приближаться к оптимальному алгоритму, а с другой – иметь полиномиальную сложность.

5.3 ДЕКОРРЕЛЯТОР

Декоррелятор относится к классу линейных МПД. Линейные МПД обычно используются совместно с ОД. Они выполняют линейное преобразование \mathbf{L} выходных сигналов \mathbf{K} корреляторов (рис. 8).

На практике мощность АБГШ существенно меньше мощности внутриканальной помехи. Следовательно, шумовой член \mathbf{z} в уравнении (10) можно опустить и оно примет следующий вид:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{i}. \quad (12)$$

Нетрудно заметить, что выражение (12) представляет собой систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Декоррелятор точно решает систему (12), используя в качестве линейного преобразования матрицу $\mathbf{L} = \mathbf{H}^{-1}$.

Наличие жестких ограничителей (рис. 8) учитывает тот факт, что компоненты вектора \mathbf{i} являются двоичными величинами. Поэтому в общем виде жесткая оценка линейного МПД записывается как

$$\hat{\mathbf{i}}^{lin} = \text{sign}(\mathbf{L}\mathbf{Y}). \quad (13)$$

Соответственно жесткая оценка на выходе декоррелятора записывается как

$$\hat{\mathbf{i}}^{dec} = \text{sign}(\mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y}). \quad (14)$$

Таким образом, декоррелятор полностью устраняет корреляцию между сигналами пользователей – отсюда и его название – и полностью подавляет внутриканальную помеху. Для работы декоррелятора не требуется знания амплитуд сигналов пользователей, а если прием некогерентный, то можно избежать оценивания фаз. Однако декоррелятор может увеличивать уровень гауссовского шума в КС, т.е. мощность шума

$\mathbf{H}^{-1}\mathbf{z}$ на выходе декоррелятора может быть больше мощности шума \mathbf{z} на его входе. Если шумы в КС отсутствуют, тогда декоррелятор по эффективности совпадает с оптимальным МПД.

Из сказанного можно сделать вывод о том, что декоррелятор обеспечивает приемлемое качество демодуляции при высоком ОСШ на его входе и малом уровне внутриканальной помехи.

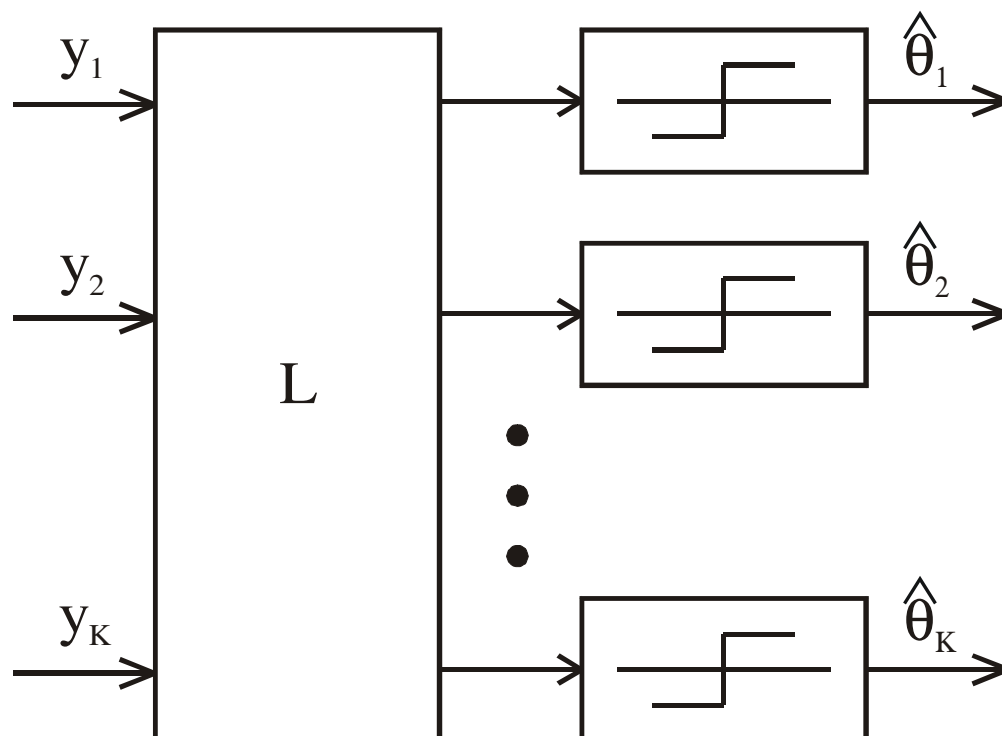


Рис. 8. Линейный МПД

ДЕМОДУЛЯТОР, ОПТИМАЛЬНЫЙ ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА СКО

Как было сказано выше, при получении оценки декоррелятора (14) не учитывается наличие АБГШ в КС, что ухудшает характеристики такого демодулятора. Для учета наличия АБГШ используется один из подходов в теории оценивания векторного параметра \mathbf{i} , состоящего в получении такой оценки $\hat{\mathbf{i}}$ этого параметра, которая минимизирует среднеквадратическое отклонение (СКО) $E[\|\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}\|^2]$. Таким образом,

минимизируется разность между истинным значением параметра и его оценкой. Т.к. оценка на выходе линейного МПД определяется выражением (13), задача синтеза такого демодулятора состоит в подборе такой матрицы \mathbf{L} в (13), которая минимизирует СКО:

$$\min_{\mathbf{L}} E[\|\mathbf{n}-\hat{\mathbf{n}}\|^2] = \min_{\mathbf{L}} E[\|\mathbf{n}-\mathbf{L}\mathbf{Y}\|^2]. \quad (15)$$

Матрица линейного преобразования для МПД, оптимального по критерию минимума СКО, определяется выражением:

$$\mathbf{L}=(\mathbf{R}+\sigma^2\mathbf{A}^{-2})^{-1}, \quad (16)$$

где $\mathbf{R}=\mathbf{S}^T\mathbf{S}$ – корреляционная матрица сигналов пользователей, составленная из коэффициентов корреляции ρ_{ij} , $i, j=\overline{1, K}$, определяемых формулой (1).

Демодулятор, оптимальный по критерию минимума СКО, учитывает не только корреляцию между сигналами пользователей, но и шум в КС. При высоких ОСШ рассматриваемый демодулятор совпадает с декоррелятором. Однако для его работы требуется знание амплитуд сигналов пользователей – это плата за большую эффективность по сравнению с декоррелятором.

Структурная схема линейного МПД приведена на рис. 8, где под линейным преобразованием \mathbf{L} в случае демодулятора, оптимального по критерию минимума СКО, понимается выражение (16).

6. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ПОДАВЛЕНИЯ ВНУТРИКАНАЛЬНЫХ ПОМЕХ

6.1 ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ СЛОЖНОСТЬ

Вычислительная сложность алгоритма – число необходимых для его реализации операций. Это относительная величина, зависящая от типа используемого ЦСП. Не все процессоры одинаково быстро выполняют

различные операции. Большинство современных процессоров выполняет операции сложения и вычитания за один такт. Если в процессоре имеется аппаратный умножитель, тогда операция умножения выполняется за один такт.

Пусть сложность алгоритма определяется как $l(K)$, где K – параметр алгоритма (например, число пользователей). Параметр алгоритма еще называют его размерностью. Алгоритм имеет экспоненциальную сложность, если $l(K) \sim \lambda^K$. Для алгоритмов, имеющих полиномиальную сложность, $l(K)$ – полином степени m . Степень полинома m называют порядком сложности алгоритма. Порядок сложности показывает, как быстро растет вычислительная сложность алгоритма с увеличением параметра K . Алгоритм имеет первый порядок сложности ($m=1$), если $l(K) \sim K$. Соответственно, алгоритм имеет второй порядок сложности ($m=2$), если $l(K) \sim K^2$ и т.д.

Приведем оценки вычислительной сложности различных демодуляторов. Вычислительная сложность традиционного демодулятора без учета числа операций, необходимых для реализации корреляторов, пропорциональна числу пользователей. Как было отмечено выше, сложность оптимального МПД экспоненциально растет с увеличением числа пользователей. Без учета числа операций, необходимых для вычисления матрицы \mathbf{L} , вычислительная сложность декоррелятора и демодулятора, оптимального по критерию минимума СКО, пропорциональна квадрату числа пользователей.

Следует отметить, что матрица \mathbf{L} для рассмотренных подоптимальных линейных МПД может быть вычислена заранее в том случае, если для передачи сигналов пользователей используются короткие кодовые последовательности. В другом случае для вычисления матрицы \mathbf{L} в реальном времени используются сегменты длинных кодовых

последовательностей. При этом рассмотренные подоптимальные линейные МПД будут иметь полиномиальную сложность.

6.2 ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ

Одним из показателей эффективности алгоритмов подавления внутриканальных помех является зависимость вероятности ошибки от уровня внутриканальной помехи, т.е. от числа пользователей. Под вероятностью ошибки понимается частота битовых ошибок (Bit Error Ratio, BER):

$$BER = \frac{\text{число ошибочно принятых битов}}{\text{общее число переданных битов}}. \quad (17)$$

Для расчета зависимостей необходимо провести математическое моделирование алгоритмов, например, в системе MATLAB. Ниже приводятся результаты моделирования алгоритмов традиционного демодулятора, декоррелятора, демодулятора, оптимального по критерию минимума СКО, и оптимального МПД. Моделирование проводилось при следующих условиях: максимальное число пользователей $K=7$, база сигналов пользователей $N=8$, $ОСШ=9$ дБ. В результате моделирования получился график зависимостей вероятности ошибки указанных алгоритмов от числа пользователей (рис. 9).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное моделирование показало, что эффективность подоптимальных линейных алгоритмов подавления внутриканальных помех выше, чем у традиционного демодулятора за счет большей вычислительной сложности. Однако подоптимальные линейные МПД все же не позволяют достичь потенциальной границы оптимального МПД.

Следует отметить, что задача подавления внутриканальных помех противоречива. С одной стороны необходимо максимально увеличить

емкость системы, а с другой – алгоритмы должны иметь полиномиальную вычислительную сложность. Эта задача полностью не решена. Перспективным направлением современных исследований в этой области являются нелинейные и итерационные алгоритмы.

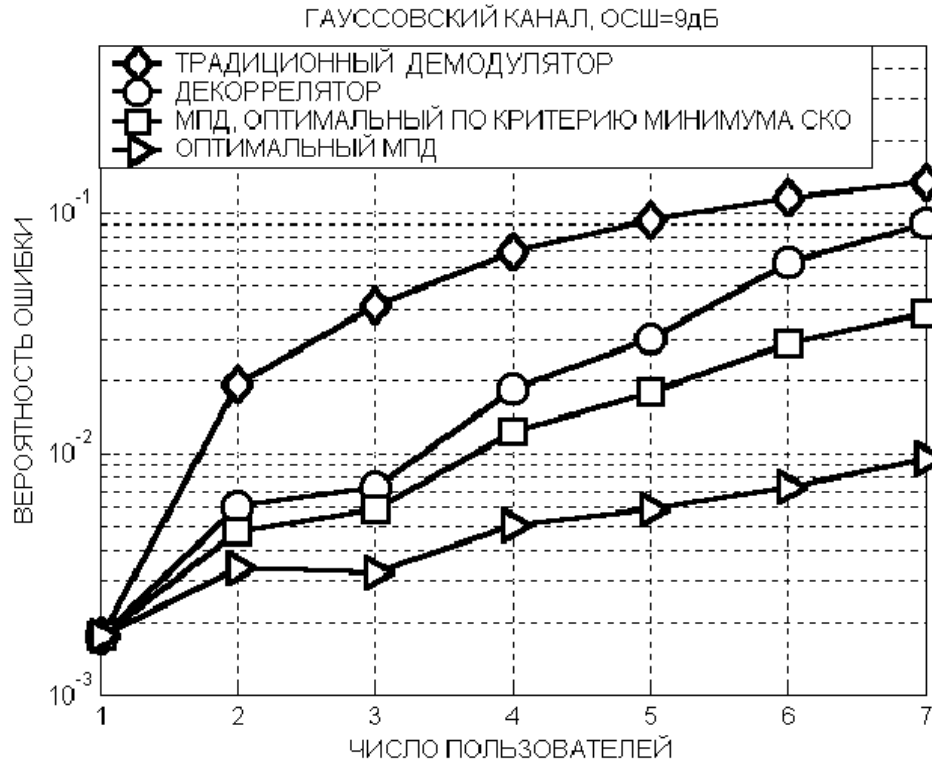


Рис. 9. График зависимостей вероятности ошибки указанных алгоритмов подавления внутриканальных помех от числа пользователей

В заключение отметим, что для наглядности математических выкладок модель системы CDMA была сильно упрощена. Возможные варианты усложнения модели следующие:

- релейский КС;
- многолучевой КС;
- асинхронная передача сообщений АС;
- многопозиционная модуляция;
- доплеровское расширение спектра передаваемых сигналов;

- несколько приемных антенн;
- несколько передающих антенн.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ

1) Поясните, что такое пропускная способность системы связи. Перечислите основные способы увеличения пропускной способности систем подвижной связи.

2) Расскажите о принципах работы систем связи с кодовым разделением каналов и преимуществах таких систем. Поясните, что такое корреляция сигналов.

3) Поясните, что такое внутриканальные помехи в системах связи с кодовым разделением каналов.

4) Расскажите о модели системы связи с кодовым разделением каналов.

5) Расскажите о традиционном алгоритме демодуляции сигналов в системах связи с кодовым разделением каналов. Поясните необходимость учета взаимной корреляции сигналов при демодуляции сигналов в системах с кодовым разделением каналов.

6) Перечислите известные алгоритмы подавления внутриканальных помех, их достоинства и недостатки.

7) Расскажите о сравнительном анализе алгоритмов подавления внутриканальных помех. Постройте график зависимостей вероятности ошибки от числа пользователей для этих алгоритмов, используя систему MATLAB. Какова основная цель при разработке алгоритмов подавления внутриканальных помех?

8) Перечислите основные пути усложнения рассматриваемой модели системы связи с кодовым разделением каналов. Проведите моделирование рассмотренных алгоритмов демодуляции в системе MATLAB для более сложной модели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Verdu S. Multiuser Detection. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1998.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В. И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000.
3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989.
4. Курош А.Г. Курс высшей алгебры. – М.: Наука, 1975.
5. Дымова А.И., Карамов З.С., Шлома А.М. Синхронизация в радиотехнических системах передачи информации. Учебное пособие/ МТУСИ. – М., 1979.
6. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем, М.: Радио и связь, 1991.
7. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред Д.Д.Кловского.- М.: Радио и связь, 2000.
8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003.
9. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи. / Под ред. профессора Шломы А.М. - М.: Горячая линия - Телеком. 2008.
10. Крейнделин В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. СПб.: Издательство ‘Линк’, 2009.
11. Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Линейные алгоритмы многопользовательского детектирования. Электросвязь, 2002, №11, с. 31-33.

12. David Tse and Pramod Viswanath. Fundamentals of Wireless Communication. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005, 323 p.
13. K. Fazel, S.Kaiser, Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems. Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2003. 300p.
14. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: Базовые методы и характеристики. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
15. P. Castoldi. Multiuser Detection in CDMA Mobile Terminals. London, Artech House, 2002, 227 p.
16. Васин В.А., Калмыков В.В., Себекин Ю.Н., Сенин А.И., Федоров И.Б. Радиосистемы передачи информации. Под ред. И.Б.Федорова и В.В.Калмыкова. - М.: Горячая линия - Телеком, 2005. 472 с.
17. Savo G.Glisic. Advanced Wireless Communications. 4G Technologies. Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2004, 857 p.
18. Verdu S. Multiuser Detection. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1998.
19. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007, 488 с.
20. V. Kuhn. Wireless Communications over MIMO Channels. Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2006, 363 p.