

УДК 621.396

СОВМЕСТНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ И ДЕКОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ V-BLAST

В.Б. Крейнделин, доцент МТУСИ, к.т.н.

Л.А. Варукина, аспирант МТУСИ

Введение. Системы MIMO (Multiple Input Multiple Output) [1], или системы радиосвязи с несколькими антеннами на передающей и приемной сторонах, предполагают пространственно-временную обработку сигналов как на передающей, так и на приемной стороне. Процедуры пространственно-временного кодирования вошли в стандарты систем беспроводной связи, включая IEEE 802.16e [2] и 3GPP Release 8 [3]. Одной из схем пространственно-временного кодирования, вошедшей в указанные стандарты и позволяющей многократно увеличить пропускную способность системы, является схема V-BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time) [4]. Однако развитие систем на базе V-BLAST сдерживается из-за отсутствия эффективных алгоритмов обработки сигналов на приемной стороне.

Обработка сигналов в традиционной системе V-BLAST. Принцип работы системы V-BLAST поясняется рис. 1. На передающей стороне системы входной поток данных после канального кодирования демультиплексируется на M подпотоков, которые затем излучаются M передающими антеннами. Переданные сигналы, после воздействия релейевских замираний и аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в радиоканале, поступают в N приемных трактов. В каждый из N приемных трактов поступает аддитивная смесь из M переданных сигналов и шума. В приемнике сигналы демодулируются, мультиплексируются в один поток данных и подаются на каналный декодер.

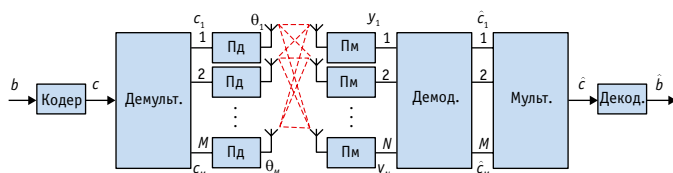


Рис. 1

Модель наблюдаемого сигнала может быть описана векторно-матричным уравнением:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\eta},$$

где \mathbf{Y} — вектор размерности $N \times 1$, каждая компонента которого — отсчет комплексной огибающей на выходе s -го приемника, $s = \overline{1, N}$; \mathbf{H} — матрица размерности $M \times N$, каждый член которой h_{st} является комплексным коэффициентом передачи тракта распространения сигнала, излучаемого t -й антенной и принимаемого s -й антенной; $\boldsymbol{\theta}$ — вектор размерности $M \times 1$ (каждая его компонента — комплексный информационный символ, переданный через t -ю антенну, $t = \overline{1, M}$), принадлежащий множеству $\Theta = \{\theta^{(1)}, \dots, \theta^{(K)}\}$, K — кратность квадратурно-амплитудной модуляции (КАМ); $\boldsymbol{\eta}$ — комплексный гауссовский случайный вектор размерности $N \times 1$ с нулевым средним и корреляционной матрицей $\mathbf{V}_{\eta} = 2\sigma^2 \mathbf{1}$.

В демодуляторе V-BLAST для вычисления оценок переданных символов могут использоваться различные алгоритмы, включая алгоритм минимума среднеквадратической

ошибки (МСКО), алгоритм максимального правдоподобия (МП) и др. [1].

Для вычисления оценок, оптимальных по критерию МП, необходимо минимизировать квадрат нормы вектора невязки $\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\boldsymbol{\theta}\|^2$ [6]. Таким образом, оптимальная по критерию МП оценка находится с помощью перебора всех комбинаций вектора $\boldsymbol{\theta}$ из множества возможных значений вектора символов применяемой КАМ:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \underset{\boldsymbol{\theta}}{\operatorname{arg\,min}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\boldsymbol{\theta}\|^2.$$

Вычислительная сложность этого алгоритма экспоненциально растет по мере увеличения числа передающих антенн M , т.е. пропорциональна величине K^M . Реализовать алгоритм в реальном времени, например, при $M = 8$ и модуляции ФМ-4, на базе существующих вычислительных средств весьма затруднительно. В этом случае для демодуляции необходимо осуществить перебор $4^8 = 65536$ комбинаций вектора информационных символов.

Значительно меньшей вычислительной сложностью обладает алгоритм МСКО [1]. Количество арифметических операций для вычисления оценки $\boldsymbol{\theta}$ таким методом пропорционально M^2 . Оценка МСКО вектора $\boldsymbol{\theta}$ вычисляется следующим образом [5]:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{H}'\mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{1})^{-1} \mathbf{H}'\mathbf{Y}. \quad (1)$$

Для вычисленной оценки комплексного вектора $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ находят соответствующий вектор бинарных символов

$$\hat{\mathbf{C}} = \operatorname{DemodQAM}(\hat{\boldsymbol{\theta}}), \quad (2)$$

где $\operatorname{DemodQAM}(\cdot)$ — функция, представляющая собой отображение множества комплексных символов КАМ на множество двоичных информационных символов.

Векторы бинарных символов $\hat{\mathbf{C}}$ мультиплексируются в последовательный поток и подвергаются декодированию в каналном декодере.

Таким образом, с точки зрения вычислительной сложности приемного устройства алгоритм МСКО является очень привлекательным. Однако в традиционной системе V-BLAST при использовании демодулятора МСКО требуется довольно высокое отношение сигнал/шум (ОСШ) для достижения приемлемой вероятности ошибки ($P_{\text{ош}}$) [1].

Итерационный метод совместной демодуляции и декодирования. Улучшить характеристики помехоустойчивости системы V-BLAST на базе демодулятора МСКО можно, применив метод параллельного канального кодирования [6] на передающей стороне и изменив принцип демодуляции и декодирования в приемнике, как показано на рис. 2.

На передающей стороне при параллельном канальном кодировании бинарный поток b демультиплексируется на M бинарных потоков $b_1 \dots b_M$. Затем в каждой из M ветвей осуществляются следующие операции:

- двоичные информационные символы b_t объединяются в кадры длиной L_u и кодируются в кодере, на выходе которого имеем кадр символов c_t длиной L_c .

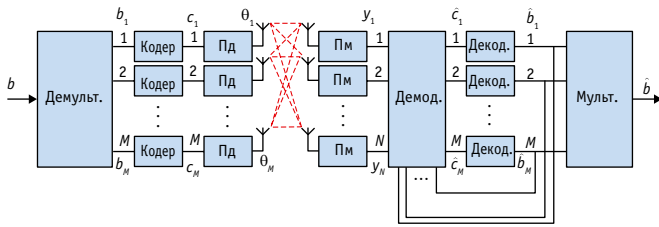


Рис. 2

• L_c кодированных символов c_i последовательно подаются на передатчик, где подвергаются квадратурно-амплитудной модуляции, после чего символы θ_i излучаются передающей антенной за L_c временных интервалов.

Обработка сигналов на приемной стороне осуществляется по алгоритму, представленному на рис. 3.

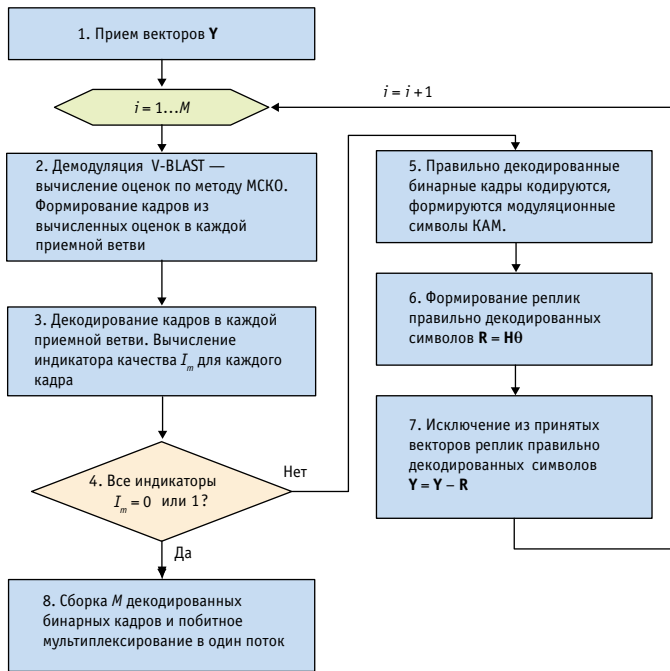


Рис. 3

Опишем подробнее данный алгоритм.

Шаг 1. Сигналы на входе N приемных трактов на j -м временном интервале (длительность интервала равна длительности одного комплексного символа) описываются уравнением:

$$Y(j) = H\theta(j) + \eta,$$

где $Y(j)$ – вектор принятых комплексных символов на j -м временном интервале, $j = 1, L_c$; $\theta(j)$ – вектор переданных символов на j -м временном интервале.

Шаг 2. Принятый вектор $Y(j)$ подается в демодулятор, где демодулируется по методу МСКО:

$$\hat{C}^{(i)}(j) = MMSE(Y^{(i)}(j)),$$

где $MMSE(\cdot)$ – функция демодуляции по методу МСКО, определяемая выражениями (1) и (2); $Y^{(i)}(j)$ – скорректированный вектор принятых сигналов размерности $N \times 1$ на i -й итерации, причем на первой итерации $Y^{(1)}(j) = Y(j)$; $\hat{C}^{(i)}(j)$ – вектор демодулированных символов $\hat{c}_m^{(i)}(j)$, $1 \leq m \leq M$, на первой итерации $m = 1 \dots M$.

На каждой итерации на выходе демодулятора в каждой ветви формируются кадры символов $\hat{C}_m^{(i)}$ длиной L_c .

Шаг 3. Сформированные кадры $\hat{C}_m^{(i)}$ подвергаются декодированию:

$$[\hat{B}_m^{(i)}, I_m^{(i)}] = Decode(\hat{C}_m^{(i)}),$$

где $Decode(\cdot)$ – функция канального декодирования (может быть реализована, например, с помощью декодера Витерби [7]); $\hat{C}_m^{(i)} = [\hat{c}_m^{(i)}(1), \hat{c}_m^{(i)}(2) \dots \hat{c}_m^{(i)}(L_c)]$ – кадр демодулированных символов длиной L_c на i -й итерации, $1 \leq m \leq M$, на первой итерации $m = 1 \dots M$; $\hat{B}_m^{(i)} = [\hat{b}_m^{(i)}(1), \hat{b}_m^{(i)}(2) \dots \hat{b}_m^{(i)}(L_u)]$ – кадр декодированного бинарного потока b_m длиной L_u на i -й итерации; $I_m^{(i)}$ – индикатор качества декодирования кадра $\hat{B}_m^{(i)}$ на i -й итерации (может вычисляться, например, по алгоритму CRC (Cyclic Redundancy Check) [7]).

Если индикатору качества этого кадра $I_m^{(i)}$ присвоено значение 0, то принимается решение о приеме кадра $\hat{B}_m^{(i)}$ без ошибок, если $I_m^{(i)} = 1$, то считается, что кадр принят с ошибками.

Шаг 4. Проверяются индикаторы качества $I_m^{(i)}$ декодированных на i -й итерации кадров. Если для некоторого количества приемных ветвей индикаторы восстановленных кадров $I_m^{(i)}$ равны 0, то переходят к шагу 5. Если все $I_m^{(i)}$ равны 1 или 0, то переходят к шагу 8.

Шаг 5. Правильно декодированные на i -й итерации кадры подвергаются операциям кодирования и модуляции

$$\tilde{\theta}_m^{(i)} = ModQAM(Encode(\hat{B}_m^{(i)})),$$

где $Encode(\cdot)$ – функция канального кодирования (может быть реализована, например, с помощью сверточного кодера [7]); $ModQAM(\cdot)$ – операция отображения двоичного информационного символа на комплексный символ КАМ; $\hat{B}_m^{(i)} = [\hat{b}_m^{(i)}(1), \hat{b}_m^{(i)}(2) \dots \hat{b}_m^{(i)}(L_u)]$ – декодированный кадр бинарного потока в ветви m на i -й итерации, $\tilde{\theta}_m^{(i)} = [\tilde{\theta}_m^{(i)}(1), \tilde{\theta}_m^{(i)}(2) \dots \tilde{\theta}_m^{(i)}(L_c)]$ – кадр восстановленных комплексных символов, переданных через антенну с номером m .

Шаг 6. Формируются реплики правильно декодированных символов:

$$R_m^{(i)} = H\tilde{\theta}_m^{(i)},$$

где $R_m^{(i)} = [r_m^{(i)}(1), r_m^{(i)}(2) \dots r_m^{(i)}(L_c)]$ – реплики символов восстановленного на i -й итерации кадра, переданных через антенну с номером m ; H_m – столбец m матрицы H .

Шаг 7. Корректируются векторы принятых комплексных отсчетов на длительности одного кадра:

$$Y^{(i+1)}(j) = Y^{(i)}(j) - \sum_{m \in \pi^{(i)}} r_m^{(i)}(j),$$

где $Y^{(i)}(j)$ – скорректированный вектор принятых сигналов на j -м временном интервале i -й итерации; $r_m^{(i)}(j)$ – реплика восстановленного символа ветви m на j -м временном интервале i -й итерации; $\pi^{(i)}$ – множество номеров приемных ветвей, для которых $I_m^{(i)} = 0$.

На последующей итерации $i + 1$ демодуляция и декодирование выполняются для всех потоков $m = 1 \dots M$, за исключением $\pi^{(i)}$ правильно декодированных потоков.

Шаг 8. После окончания всех итераций, декодированные кадры всех бинарных потоков $\hat{b}_1 \dots \hat{b}_M$ побитно мультиплексируются в один бинарный поток \hat{b} .

Следует отметить, что количество итераций, используемых в цикле демодуляции-декодирования может меняться в диапазоне $1 \dots M$.

Для анализа помехоустойчивости системы V-BLAST, работающей по традиционному и предлагаемому методам, было проведено статистическое моделирование в среде

MATLAB. В системе с модуляцией ФМ-4, имеющей восемь передающих и восемь приемных антенн использовались сверточный кодер (скорость 1/2 и длина кодового ограничения 9) и декодер Витерби. Моделирование проводилось в условиях некоррелированных рэлеевских замираний. Матрица \mathbf{H} на приемной стороне полагалась известной. В результате были получены зависимости $P_{\text{ош}}$ на бит от ОСШ на символ (рис. 4).

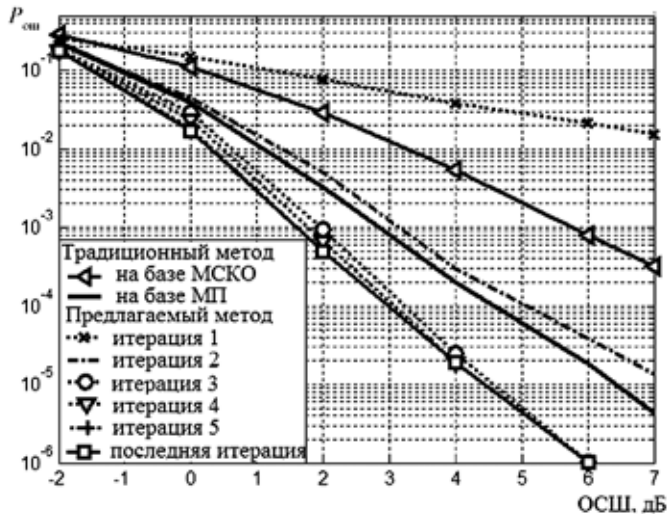


Рис. 4

Заключение. Предлагаемый итерационный метод совместной демодуляции и декодирования на базе МСКО позволяет значительно улучшить помехоустойчивость системы. Как видно из рис. 4, при $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ выигрыш

достигает 2 дБ при значительно меньшей вычислительной сложности по сравнению с традиционной схемой V-BLAST с последовательной демодуляцией и декодированием на базе демодулятора МП.

Наличие энергетического выигрыша объясняется тем, что при итерационной демодуляции-декодировании учитывается зависимость между символами внутри кодированного кадра. В традиционной схеме с демодулятором МП этот эффект не учитывается.

Количество итераций в предлагаемом методе зависит от ОСШ в канале. Чем выше ОСШ, тем меньшее количество итераций требуется для его сходимости. В рассматриваемой системе, работающей в диапазоне ОСШ 4–5 дБ, предлагаемый итерационный метод сходится к $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ за 3–4 итерации.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Hamid Jafarkhani.** Space-Time Coding: theory and practice. — Cambridge University Press 2005 — 320 с.
2. IEEE P802.16e. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. February 2005.
3. 3GPP TS 36.201 v.8.1.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Physical Layer — General Description (Release 8). November 2007.
4. **Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М.** Численные методы. — М. — С-Пб: Лаборатория базовых знаний, 2000. — 630 с.
5. **Тихонов В.И.** Статистическая радиотехника. — М.: Радио и связь, 1982. — 624 с.
6. **Kuhn V.** Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. — John Wiley & Sons Ltd, 2006. — 363 с.
7. **Скляр Б.** Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. под ред. **А.В. Назаренко.** — М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.

Получено 29.12.08

ИНФОРМАЦИЯ

НОВОСТИ ФГУП МГРС

В рамках второго этапа модернизации сети проводного вещания ФГУП МГРС объявляет конкурс на разработку проектно-сметной документации для построения системы дистанционного управления и контроля объектов сети проводного вещания.

Как известно, существующая система проводного вещания МГРС является основой централизованного оповещения граждан при чрезвычайных ситуациях. В этой связи обязательными условиями являются энергонезависимость системы и максимальная надежность оборудования. Кроме того, разработчикам необходимо будет предусмотреть возможность унификации используемых модулей и безотказной работы всей системы в аварийных ситуациях.

Система дистанционного управления и контроля объектов сети МГРС должна также включать в себя расширенный пакет сервисов и ряд функций распределения программ.

На третьем этапе модернизации сети для построения центра дистанционного управления и контроля объектов сети проводного вещания предприятие планирует выделить порядка 30—40 млн. руб. из собственных средств.

В соответствии с действующим законодательством, договор на разработку проектно-сметной документации будет заключен с победителем конкурса, после согласования его результатов с Федеральным агентством связи (Россвязь). Разработчик проектно-сметной документации будет тесно взаимодействовать с компанией, победившей в конкурсе на выполнение работ по поставке, монтажу и вводу в эксплуатацию оборудования системы.