

## ПОВЫШЕНИЕ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ И СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.П. Шумов

### Введение

**Ж**елание повысить скорость передачи информации в системах связи было всегда. Однако, несмотря на растущий спрос на высокоскоростное обслуживание, сделать это, особенно в беспроводных системах подвижной связи, очень сложно. Сейчас wireless local area networks (WLANs) обеспечивают скорости передачи до 10 Мбит/с. Но даже увеличение скорости передачи до 50 Мбит/с оказывается недостаточным. Речь может идти о нескольких сотнях мегабит в секунду. При использовании традиционных технологий передачи и приема сигналов такое увеличение скорости передачи данных может потребовать чрезмерно высокой излучаемой мощности или слишком большой полосы частот, что не всегда выполнимо. Кроме того, расширение спектра сигнала влечет за собой повышение несущей частоты, что в отсутствие прямой видимости может привести к существенному снижению дальности связи. Поэтому для достижения постоянно растущих скоростей передачи необходимо развитие новых телекоммуникационных технологий. Теоретические исследования и полученные практические результаты последних лет показали очень высокую эффективность использования в системах связи многоантенных приемных и передающих структур, при котором между приемником и передатчиком устанавливается канал со многими входами и многими выходами (multiple-input multiple-output (MIMO) channel). MIMO каналы позволяют существенно расширить возможности систем подвижной связи. Улучшение характеристик систем связи достигается благодаря тому, что MIMO каналы могут обеспечить *array gain* - выигрыш расстановки, *diversity gain* - выигрыш разнесения, *spatial multiplexing gain* - выигрыш пространственного мультиплексирования, *coding gain* - кодовый выигрыш, *interference reduction* - снижение уровня интерференции.

В работах [1, 2] рассмотрены вопросы пространственно-временного блочного и пространственно-временного решетчатого кодирования для многоантенных систем связи [3, 4].

Названные методы являются чрезвычайно важными, так как они позволяют резко повысить на-

*Рассматриваются вопросы повышения скорости передачи информации в беспроводных системах связи. Приводятся результаты анализа пропускной способности MIMO каналов формулируются условия при которых возможно резкое повышение скорости передачи информации. Рассматриваются алгоритмы приема пространственно мультиплексированных сигналов а также пути реализации выигрыша пространственного мультиплексирования.*

дежность передачи информации в условиях замираний. Пространственно-временные блочные коды дают высокое качество передачи информации за счет использования выигрыша разнесения при чрезвычайно низкой сложности декодирования. Пространственно-временные решетчатые коды обеспечивают еще более высокую надежность связи в условиях замираний за счет обеспечения выигрыша разнесения и кодового выигрыша, но при более высокой сложности декодирования. Оба вида пространственно-временного кодирования позволяют реализовать свои преимущества и при небольшом числе антенн на приемной стороне, что очень важно для мобильных станций.

Важнейшим ресурсом, позволяющим добиться высоких качественных показателей систем связи в условиях замираний, является разнесение и, в частности, пространственное разнесение. Оно обеспечивает наличие дополнительных путей для получения копий переданных сигналов. Очевидно, однако, что для повышения пропускной способности систем необходима организация параллельных каналов передачи разных потоков данных. В работах [5, 6] показано, что многоантенные системы обеспечивают не только повышенную надежность связи, но они также являются ключом к достижению значительно более высоких скоростей передачи информации без какого-либо расширения занимаемого диапазона частот.

В данной статье рассматриваются вопросы анализа пропускной способности многоантенных систем связи, а также пути реализации принципов, направленных на резкое повышение скорости передачи информации.

### Пропускная способность MIMO каналов с общими релейскими замираниями

Общая схема MIMO системы приведена на рис. 1. Система имеет  $n_T$  передающих и  $n_R$  приемных антенн.

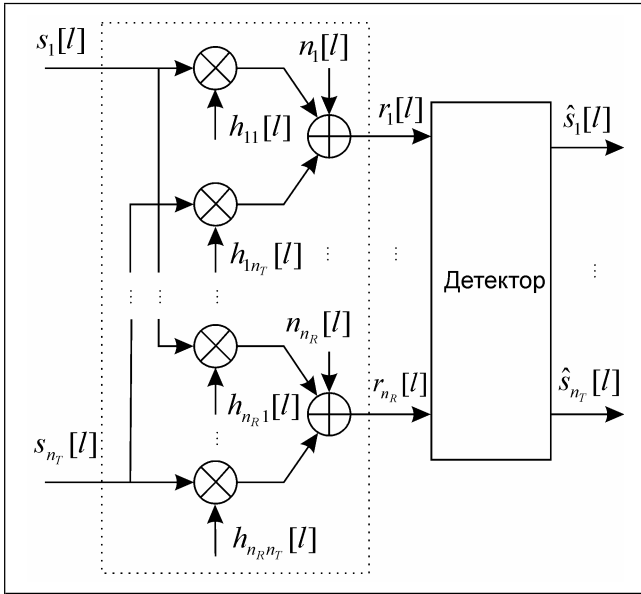


Рис.1. Блок-схема MIMO канала с  $n_T$  передающими и  $n_R$  приемными антеннами.

Будем считать замирания в MIMO канале релеевскими общими. Кроме того, предполагается, что канал остается постоянным в течение блока последовательных символов и меняется независимо от блока к блоку. Низкочастотный эквивалентный вектор принимаемых сигналов за один символичный период определяется соотношением

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

где  $\mathbf{r} - n_R \times 1$  принятый сигнальный вектор,  $\mathbf{s} - n_T \times 1$  переданный сигнальный вектор с  $\langle \mathbf{s} \rangle = 0$ ,  $\mathbf{H} - n_R \times n_T$  матрица канальных коэффициентов,  $\mathbf{n} -$  аддитивный белый во времени комплексный гауссовский шум с  $\langle \mathbf{n}\mathbf{n}^H \rangle = N_0 \mathbf{I}_{n_R}$ . Полная передаваемая средняя мощность в символическом периоде считается ограниченной величиной  $P_S$ . В дальнейшем предполагается, что канал  $\mathbf{H}$  точно известен (информация о состоянии канала на приемной стороне может поддерживаться через обучение и отслеживание). Применяя к матрице  $\mathbf{H}$  сингулярное разложение - Singular Value Decomposition (SVD), можно записать следующие соотношения:

$$\mathbf{r} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^+ + \mathbf{n}$$

$$\mathbf{U}^+ \mathbf{r} = \mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^+ \mathbf{s} + \mathbf{U}^+ \mathbf{n}$$

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{\Sigma} \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}}$$

где  $\mathbf{U}$  и  $\mathbf{V}$  - унитарные матрицы, такие, что распределения  $\tilde{\mathbf{r}}$ ,  $\tilde{\mathbf{s}}$  и  $\tilde{\mathbf{n}}$  эквивалентны распределениям  $\mathbf{r}$ ,  $\mathbf{s}$  и  $\mathbf{n}$  соответственно; знаком  $^+$  отмечены псевдообратные матрицы Мура-Пенроуза;  $\mathbf{\Sigma}$  - диагональная матрица, содержащая сингулярные величины  $\mathbf{H}$ , то есть положительные квадратные корни из собственных значений  $\mathbf{H}\mathbf{H}^+$ . Число ненулевых сингулярных величин определяет ранг матрицы  $\mathbf{H}$ . Для него справедливо соотношение  $rank\mathbf{H} \leq \min(n_T, n_R)$ . При этом MIMO канал развязывается на не более, чем  $\min(n_T, n_R)$  параллельных комплексных подканалов с замираниями и белым шумом. Если элементы канальной матрицы  $\mathbf{H}$  независимы и имеют одинаковые распределения, то с вероятностью 1 выполняется соотношение  $rank\mathbf{H} = \min(n_T, n_R)$ .

При заданной полной передаваемой мощности, ограниченной величиной  $P_S$  за символичный период, то есть

$$\sum_{j=1}^N |\tilde{s}_j|^2 = tr\langle \tilde{\mathbf{s}}\tilde{\mathbf{s}}^+ \rangle \leq P_S,$$

мгновенная пропускная способность MIMO канала может быть определена максимизацией взаимной информации [5]

$$I(\tilde{\mathbf{s}}; \tilde{\mathbf{r}}) = H(\tilde{\mathbf{r}}) - H(\tilde{\mathbf{n}}) = \log_2 \det\left(\frac{\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{r}}}}{N_0}\right),$$

где  $H(x)$  - энтропия случайной переменной  $x$ ,  $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \mathbf{K}_{\mathbf{r}}$  - корреляционная матрица принятого сигнального вектора:

$$\mathbf{K}_{\mathbf{r}} = \langle \mathbf{r}\mathbf{r}^+ \rangle = N_0 \mathbf{I}_{n_R} + \mathbf{H}\mathbf{K}_{\mathbf{s}}\mathbf{H}^+$$

$$\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{r}}} = N_0 \mathbf{I}_{n_R} + \mathbf{\Sigma}\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{s}}}\mathbf{\Sigma}^+.$$

Тогда пропускная способность определяется соотношениями

$$C_{|\mathbf{H}} = \max_{tr\mathbf{K} \leq \rho} \log_2 \det(\mathbf{I}_{n_R} + \mathbf{H}\mathbf{K}\mathbf{H}^+)$$

$$= \max_{tr\mathbf{K} \leq \rho} \log_2 \det(\mathbf{I}_{n_R} + \mathbf{\Sigma}\mathbf{K}\mathbf{\Sigma})$$

где, напомним,  $\rho = P_S/N_0$  - отношение сигнал/шум в канале без замираний.

Эта пропускная способность является мгновенной, так как она обусловлена конкретной реализацией матрицы канальных коэффициентов  $\mathbf{H}$ . Когда информация о состоянии канала недоступна, пропускная способность достигается при комплексном гауссовском распределении с одинаковыми дисперсиями компонентов (circularly symmetric complex Gaussian distribution) сигнала с нулевыми средними значениями и корреляционной матрицей

$$\mathbf{K} = \frac{\rho}{n_T} \mathbf{I}_{n_T}.$$

В этом случае выражение для мгновенной пропускной способности принимает вид

$$C_{|\mathbf{H}} \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^+\right).$$

Теперь рассмотрим пропускную способность MIMO канала с замираниями при наличии точной канальной информации на приемной стороне.

Пропускная способность по Шеннону MIMO канала определяется наибольшей скоростью, на которой возможна безошибочная связь по всем возможным реализациям матрицы канальных коэффициентов передачи  $\mathbf{H}$ . Отметим, что для любой произвольно малой скорости передачи существует ненулевая вероятность того, что канальная матрица не может поддержать на этой скорости надежную связь. Это значит, что пропускная способность по Шеннону канала с релеевскими замираниями равна нулю. Учитывая это, для характеристики релеевских каналов используются другие теоретико-информационные характеристики, и, в частности, эргодическая пропускная способность и пропускная способность с отключениями [5, 7, 8].

**Эргодическая пропускная способность** определяется как усредненная пропускная способность по Шеннону по всем возможным реализациям  $\mathbf{H}$

$$\bar{C}_{|\mathbf{H}} = \langle \log_2 \det(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^+) \rangle_{\mathbf{H}}.$$

Отметим, что это усреднение часто выполняется более просто по  $\mathbf{H}\mathbf{H}^+$ , известному как Wishart матрица, когда элементы  $\mathbf{H}$  являются независимыми релеевскими случайными переменными. Более подробно с этим вопросом можно ознакомиться по работам [5, 9] и ссылкам к ним.

В работах [5,10] было установлено, что при высоких SNR эргодическая пропускная способность определяется соотношением  $C = \min(n_R, n_T) \log_2 \rho + O(1)$ , которое ясно показывает линейный рост пропускной способности при увеличении наименьшего из чисел передающих и приемных антенн. На рис. 2 представлены

графики зависимости эргодической пропускной способности от отношения сигнал/шум для некоторых MIMO конфигураций. Как и ожидалось, эргодическая пропускная способность возрастает с возрастанием  $\rho$ , а также  $n_T$  и  $n_R$ . Отметим, что эргодическая пропускная способность канала с одним входом и многими выходами больше, чем эргодическая пропускная способность соответствующего канала со многими входами и одним выходом. Это связано с тем, что в отсутствие сведений о канале в передатчике каналы со многими входами и одним выходом не позволяют реализовать выигрыш расстановки (array gain.). Мы отсылаем заинтересованных читателей к [11,12,13] для анализа пропускной способности канала, когда ни передатчик, ни приемник не знают канальной матрицы  $\mathbf{H}$ .

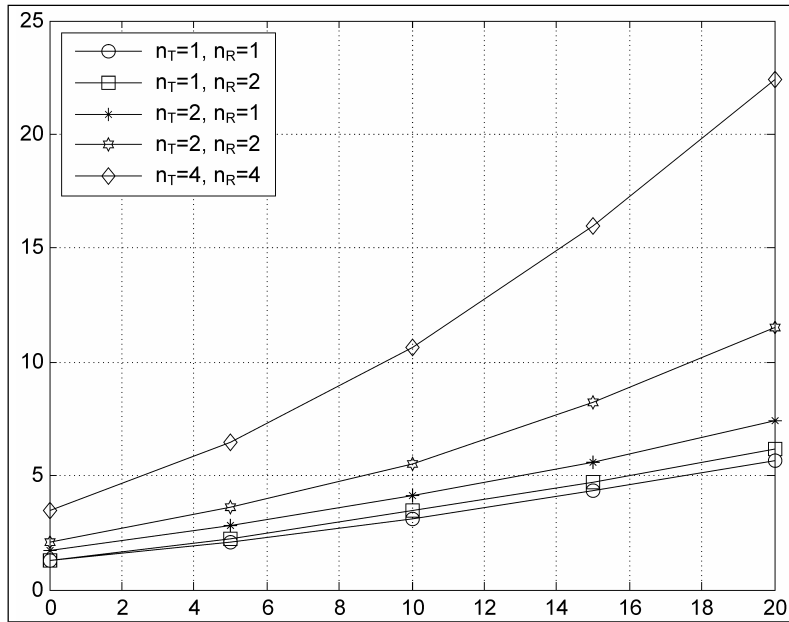


Рис. 2. Зависимость эргодической пропускной способности от отношения сигнал/шум для разных MIMO конфигураций.

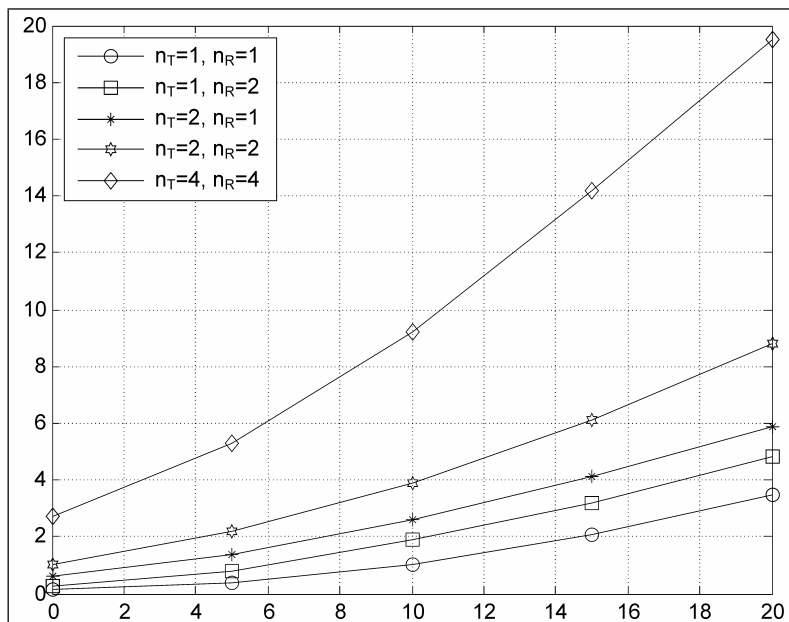


Рис. 3. Зависимость пропускной способности с 10% вероятностью отключения от отношения сигнал/шум для разных MIMO конфигураций.

Поскольку пропускная способность канала с релеевскими замираниями является случайной величиной, то она может быть охарактеризована не только своим средним значением (эргодической пропускной способностью), но и другими статистическими характеристиками. В качестве одной из таких характеристик используется функция распределения вероятности того, что мгновенная пропускная способность  $C_{|H}$  при конкретной реализации  $H$  меньше значения  $R$  скорости передачи информации  $C_{|H} < R$ , то есть

$$F_C(R; \rho) = P(C_{|H} < R).$$

Здесь  $\rho = P_S / N_0$  - отношение сигнал/шум в канале без замираний,  $P_S$  есть полная мощность, излучаемая со всех антенн за символьный период. В дополнение к этому представлению используются также следующие количественные характеристики распределения.

**Вероятность нарушения связи - outage probability.** Для заданных скорости передачи  $R$  и излучаемой мощности, определяемой отношением сигнал/шум  $\rho$ , вероятность нарушения связи есть вероятность того, что пропускная способность канала недостаточна для поддержания надежной связи

$$P_{OUT}(R; \rho) = P(C_{|H} < R) = F_C(R; \rho).$$

**Дополнительная интегральная функция распределения - Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF).** Для заданного отношения сигнал/шум при передаче распределение (относительно скоростей передачи  $R$ ) вероятности того, что пропускная способность канала достаточна для поддержания надежной связи

$$F_{CCDF}(R; \rho) = P(C_{|H} \geq R) = 1 - F_C(R; \rho)$$

**Поддерживаемая скорость – supportable rate.** Для заданных максимальной вероятности нарушения связи  $\varepsilon$  и отношения сигнал/шум  $\rho$ , это есть максимальная скорость передачи, на которой надежная связь теоретически возможна

$$R_{MAX}(\varepsilon; \rho) = \max Rst(P(C_{|H} < R) \leq \varepsilon) =$$

$$= F_C^{-1}(\varepsilon; \rho)$$

Этот параметр называется также **outage capacity** - пропускная способность с вероятностью нарушения связи не более  $\varepsilon$ .

Распределение пропускной способности и его числовые характеристики применительно к MIMO каналам сложны для аналитической оценки, кроме некоторых частных случаев.

На рис. 3 приведены графики зависимости 10% outage capacity - пропускной способности с 10% вероятностью отключения от отношения сигнал/шум для некоторых MIMO конфигураций [14]. Как и в случае эргодической пропускной способности, можно видеть, что пропускная способность с отключением возрастает с увеличением SNR, и что MIMO каналы дают значительное увеличение outage capacity. Фактически, поведение 10%-й outage capacity как функции SNR,  $n_T$  и  $n_R$  почти идентично поведению эргодической пропускной способности.

Итак, MIMO каналы могут дать беспрецедентное увеличение пропускной способности при увеличении числа

передающих и приемных антенн по сравнению с каналом с одной передающей и одной приемной антеннами. Однако утверждать, что всегда при использовании многочисленных антенн на передаче и на приеме произойдет увеличение пропускной способности нельзя. Например, в системах с STBC и STTC потоки сигналов для передачи с передающего антенного массива формируются так, что скорость передачи сигналов не может быть больше одного за такт, поэтому реализация резкого увеличения пропускной способности становится невозможной.

Рассмотреть влияние способа формирования потока сигналов для передачи по MIMO каналу на пропускную способность системы связи можно на примере системы связи с STBC. Соответствующий анализ проведен в работе [15]. По результатам анализа построены графики зависимости пропускной способности с отключением от отношения сигнал/шум для разного числа приемных и передающих антенн, приведенные на рис. 4, 5.

Из сопоставления графиков рис. 4 и рис. 5 видно, что использование STBC приводит к значительным потерям в пропускной способности MIMO каналов. Такой же вывод можно сделать и относительно использования пространственно-временных решетчатых кодов.

Таким образом, для резкого повышения скорости передачи информации в системах связи необходимо использовать алгоритмы передачи и приема сигналов, направленные на использование такого свойства MIMO каналов, как выигрыш пространственного мультиплексирования - spatial multiplexing gain.

### Выигрыш пространственного мультиплексирования

MIMO канал может обеспечить линейный (в зависимости от минимального  $n_R$  или  $n_T$ ) рост пропускной способности без дополнительной мощности или расширения спектра. Этот выигрыш в пропускной способности, называемый выигрышем пространственного мультиплексирования, реализуется передачей независимых сигналов с каждой из передающих антенн. При благоприятных канальных условиях, таких как сильное рассеяние, приемник может разделить разные потоки сигналов, обеспечивая линейный рост пропускной способности.

### Приемники пространственно мультиплексированных сигналов

Общая схема MIMO системы приведена на рис. 1. С чисто математической точки зрения принятый сигнал в некоторый выборочный момент времени может быть выражен как

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n},$$

где  $\mathbf{H}$  есть  $n_R \times n_T$  матрица канальных коэффициентов. При полном ранге матрицы  $\mathbf{H}$  разрешимость этого матричного уравнения определяется соотношением между  $n_R$  и  $n_T$ . До тех пор, пока  $n_R \geq n_T$ , переданный сигнальный вектор  $\mathbf{s}$  может быть оценен. Если  $n_R < n_T$ , мы остаемся с недоопределенной системой, которая все же может быть частично разрешена, обычно при использовании некоторых дополнительных структур, налагаемых на множество передаваемых сигналов. Далее мы ограничим наше рассмотрение случаем  $n_R \geq n_T$ .

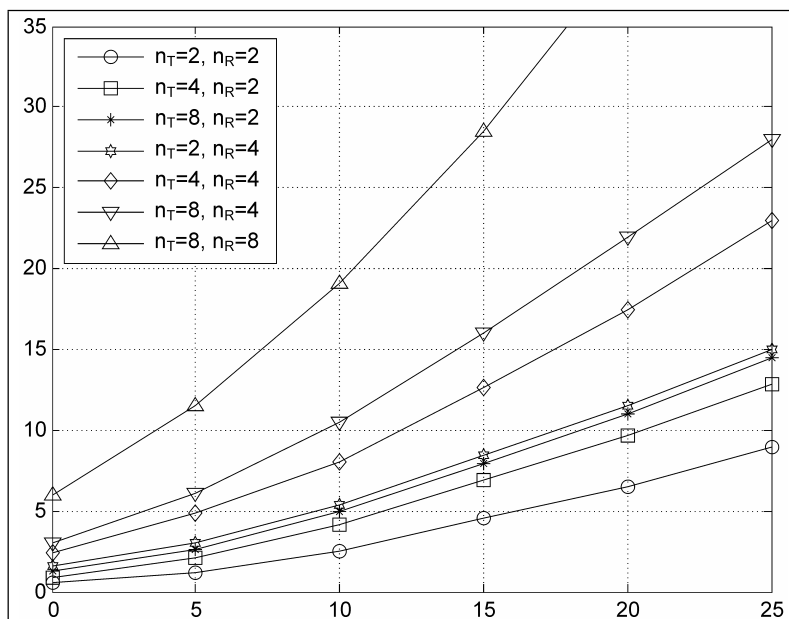


Рис. 4. Зависимость пропускной способности с 1% вероятностью отключения от отношения сигнал/шум для разных MIMO конфигураций.

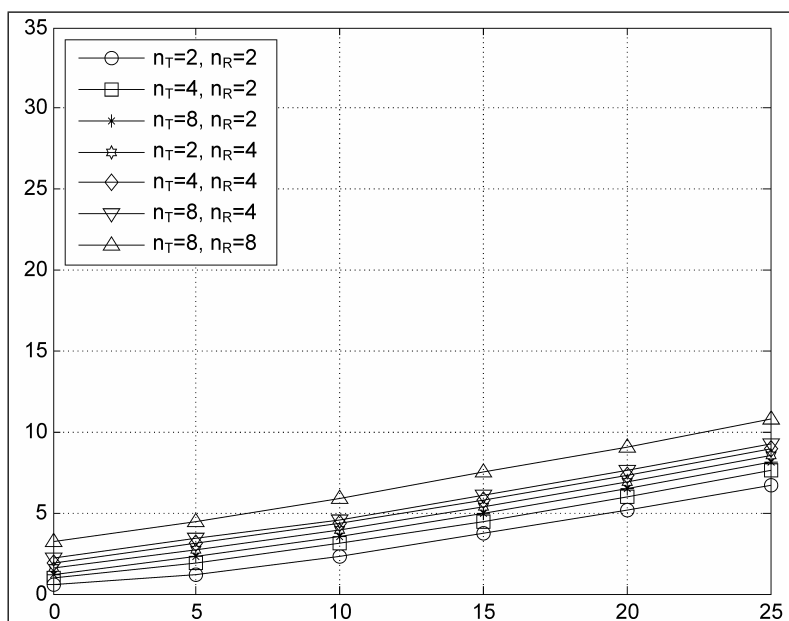


Рис. 5. Зависимость пропускной способности STBC с 1% вероятностью отключения от отношения сигнал/шум для разных MIMO конфигураций.

Проблема, стоящая перед приемником пространственно мультиплексированных сигналов, обусловлена присутствием межпоточной интерференции - multistream interference (MSI), поскольку сигналы, излученные с разных передающих антенн, взаимодействуют друг с другом и являются друг для друга помехами (напомним, что при пространственном мультиплексировании разные потоки данных передаются одновременно и, поэтому занимают один и тот же ресурс во времени и по частоте).

**Проблема пространственного мультиплексирования лежит в создании эффективных с вычислительной точки зрения алгоритмов приемной обработки, которые позволяли бы в условиях**

**multistream interference (MSI) восстанавливать каждый переданный символ.**

Перечислим существующие методы детектирования одновременно передаваемых сигналов.

**Приемник максимального правдоподобия.** Приемник максимального правдоподобия выполняет **векторное декодирование** и является оптимальным в смысле минимизации вероятности ошибки. При равновероятных и во времени некодированных векторных символах, МП приемник формирует оценку переданного сигнального вектора в соответствии с соотношением

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_s \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2,$$

где минимизация выполняется по всем возможным передававшимся векторам символам  $\mathbf{s}$ . Обозначим размер алфавита скалярного созвездия, передаваемого с каждой антенны через  $A$ . Прямая реализация МП алгоритма требует полного перебора по всем  $A^{n_T}$  векторным символам. Это делает сложность декодирования такого приемника exponential in the number - показательной от числа передающих антенн, и приемник становится практически не реализуемым. Однако, недавнее развитие быстрых алгоритмов [16-18] для методов сферического декодирования [19] дает возможность значительно понизить вычислительную сложность алгоритма (по меньшей мере для решетчатых кодов).

**Линейные приемники.** Сложность декодирования пространственно мультиплексированных сигналов можно существенно понизить за счет применения линейного фронтального приемника (linear receiver front-ends) (см. рис.6), чтобы сначала разделить переданные потоки данных, а затем независимо декодировать каждый из потоков.

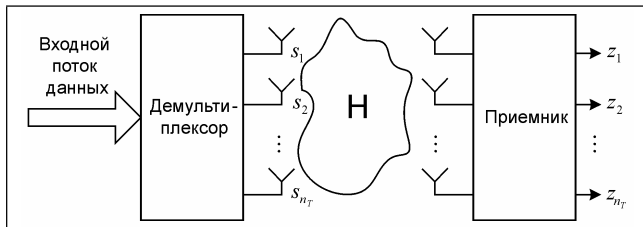


Рис.6. Структурная схема системы связи с линейным фронтальным приемником для разделения потоков данных, переданных через MIMO канал.

Процедура разделения символов определяется соотношением

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{W}(k)\mathbf{r}(k)$$

Под  $\mathbf{W}(k)$  может пониматься:

- Приемник с декорреляцией (Zero-Forcing (ZF) receiver):

приемник с декорреляцией определяется соотношением

$$\mathbf{W}_{ZF}(k) = \mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H,$$

где  $\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$  означает псевдообращение Мура-Пенроуза канальной матрицы  $\mathbf{H}$ . Выход ZF приемника получается в виде

$$\mathbf{z} = \mathbf{s} + \mathbf{H}^+ \mathbf{n},$$

которое показывает, что ZF приемник разделяет матричный канал на  $n_T$  параллельных скалярных каналов с аддитивным пространственно-окрашенным шумом. Каждый скалярный канал затем декодируется независимо, игнорируя коррелированность шума в обрабатываемых потоках. ZF приемник преобразует проблему совместного декодирования в  $n_T$  проблем декодирования отдельных потоков(то есть он подавляет MSI), таким образом значительно снижая сложность приемника. Это снижение сложности происходит, однако, за счет увеличения шума, что приводит к значительному ухудшению качества по сравнению с МП приемником.

- Приемник, минимизирующий среднеквадратическую ошибку оценивания (Minimum Mean Square Error

(MMSE) receiver):

MMSE фронтальный приемник уравнивает уменьшение MSI и увеличение шума и определяется соотношением

$$\mathbf{W}_{MMSE}(k) = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{n_T}{\rho} \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H$$

В режиме низких SNR ( $\rho \ll 1$ ) MMSE приемник приближается к согласованному фильтру, определяемому соотношением

$$\mathbf{W}_{MMSE} = N_0^{-1} \mathbf{H}^H$$

и превосходит ZF приемник, который увеличивает шум. На высоких SNR ( $\rho \gg 1$ )

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{W}_{ZF}.$$

**Нелинейные приемники:**

- Схемы, подобные схемам многопользовательского детектирования - Multi-User Detection (MUD) - нелинейные приемники от схем последовательного подавления интерференции до совместных максимально правдоподобных приемников;

- V-BLAST приемники: очень привлекательная архитектура, основанная на последовательном подавлении интерференции - Successive Intference Cancellation (SIC).

**V-BLAST – архитектура, реализующая выигрыш пространственного мультиплексирования**

В этом разделе рассматриваются основы построения беспроводной коммуникационной архитектуры, известной как Vertical-Bell Labs Layered Space Time Architecture или V-BLAST [20].

Система BLAST считается первой опубликованной системой, которая продемонстрировала реальные возможности MIMO каналов по существенному повышению попускной способности и спектральной эффективности. На лабораторном прототипе этой системы были продемонстрированы спектральные эффективности порядка 20-40 бит/с/Гц в условиях распространения внутри помещения на средних SNR от 24 до 34 дБ. Хотя эти результаты были получены в относительно благоприятных комнатных условиях, можно утверждать, что спектральные эффективности такого уровня беспрецедентны для беспроводных систем и просто недостижимы при использовании традиционных технологий.

**Структура системы и основные принципы построения**

Блок-схема системы BLAST приведена на рис.7.

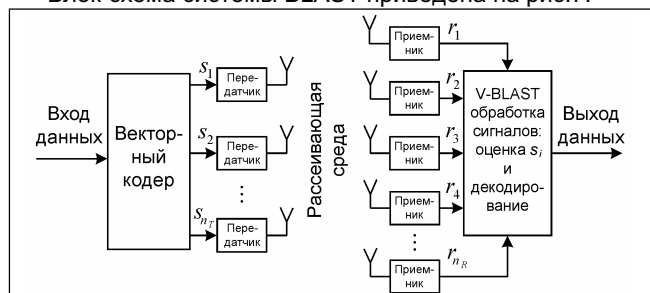


Рис. 7. Блок-схема системы V-BLAST с  $n_T$  передающими и  $n_R$  приемными антеннами.



Один поток данных демультиплексируется в  $n_T$  подпотоков, и каждый подпоток затем отображен в символы и направлен на соответствующий передатчик. Передатчики  $1, \dots, n_T$  действуют одновременно на символьной скорости  $1/T$  символов в секунду, с синхронизацией символов во времени. Каждый передатчик сам по себе является обычным QAM передатчиком. Набор передатчиков образует, в сущности, векторный передатчик, где компонентами каждого переданного  $n_T$ -мерного вектора являются символы, выбранные из QAM созвездия. Предполагается, что для каждого подпотока использовано одно и то же созвездие. Мощность, излучаемая каждым передатчиком, пропорциональна  $1/n_T$ , так что полная излучаемая мощность является постоянной и не зависит от  $n_T$ .

В V-BLAST передатчике выполняется операция демультиплексирования с последующим независимым бит-символьным отображением каждого подпотока. Никакого межподпоточного кодирования или кодирования какого-либо вида не требуется, хотя обычное кодирование индивидуальных подпотоков может быть применено. В данной статье полагается для простоты, что подпотоки содержат некодированные независимые символы данных.

Приемники  $1, \dots, n_R$  есть отдельные обычные QAM приемники. Эти приемники также действуют совместно - каждый принимает сигналы, излученные со всех  $n_T$  передающих антенн. Для простоты в последующем предполагаются общие релейевские замирания, и матрица канальной передаточной функции - матрица  $\mathbf{H}$  размерности  $n_R \times n_T$ , где каждый элемент  $h_{ij}$  есть комплексная передаточная функция от передатчика  $j$  к приемнику  $i$  и  $n_T < n_R$ . Предполагается, что изменение канала во времени на символьном периоде пренебрежимо мало, и что канал оценен точно, например, с использованием обучающей последовательности, так что для краткости мы не будем делать различий между  $\mathbf{H}$  и ее оценкой.

Хотя V-BLAST есть по существу однопользовательская система, которая использует многочисленные передатчики, естественно спросить, чем подход BLAST отличается от использования традиционной техники множественного доступа в однопользовательском формате, то есть использования всех передатчиков для данных одного пользователя, которые были разбиты на подпотоки. Некоторые из этих отличий следует отметить. Первое. В отличие от кодового разделения или другого вида множественного доступа с расширением спектра, полоса частот используемая в BLAST системе, подобна диапазону, требуемому обычной системой с QAM. Второе. В отличие от FDMA каждый переданный сигнал занимает весь используемый диапазон. И последнее. В отличие от TDMA выделенный диапазон используется одновременно всеми передатчиками все время.

Взятые вместе эти отличия есть как раз то, что дает системе BLAST возможность реализовать более высокую спектральную эффективность, чем техники множественного доступа. Фактически, существенная черта BLAST состоит в том, что в ней нет явной ортогонализа-

ции переданных сигналов. Вместо этого сами условия распространения, которые, правда, предполагаются имеющими значительную многопутевость, используются для достижения **декоррелированности сигналов**, необходимой для их разделения. V-BLAST использует комбинацию старых и новых техник детектирования для эффективного разделения сигналов, что позволяет достичь значительной части Шенноновской пропускной способности и высокой спектральной эффективности.

Будем считать, что  $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_{n_T})^T$  есть вектор передаваемых сигналов. Тогда соответствующий принятый  $n_R$ -мерный вектор есть

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

где  $\mathbf{n}$  - вектор шума с компонентами, выбранными из независимых одинаково распределенных стационарных в широком смысле процессов с дисперсией  $\sigma^2$ .

#### Алгоритм детектирования

Допустим, что упорядоченный набор

$$S \equiv \{k_1, k_2, \dots, k_{n_T}\}$$

является перестановкой целых чисел  $1, 2, \dots, n_T$ , устанавливающих порядок, в котором детектируются компоненты переданного символьного вектора  $\mathbf{s}$ . Процесс детектирования работает по  $\mathbf{r}_1$ , постепенно вычисляя решающие статистики  $z_{k_1}, z_{k_2}, \dots, z_{k_{n_T}}$ , которые затем квантуются для формирования оценок передававшихся символов  $\hat{s}_{k_1}, \hat{s}_{k_2}, \dots, \hat{s}_{k_{n_T}}$ . Таким образом, решающая статистика  $z_{k_1}$  вычисляется первой, затем вычисляется  $z_{k_2}$  и так далее. Позднее мы покажем, как определяется конкретный порядок  $S_{OPT}$ , оптимальный в некотором смысле, а сейчас рассмотрим общую процедуру детектирования относительно произвольной расстановки  $S_{OPT}$ .

Процесс детектирования использует линейное комбинационное обнуление и удаление символов для последовательного вычисления  $z_{k_i}$  и работает в общем следующим образом:

Шаг 1: Используя обнуляющий вектор  $\mathbf{w}_{k_1}$ , формируем линейную комбинацию из компонентов  $r_1$ , чтобы получить решающую статистику  $z_{k_1}$ :

$$z_{k_1} = \mathbf{w}_{k_1} \mathbf{r}_1$$

Шаг 2: Квантуем  $z_{k_1}$  для получения  $\hat{s}_{k_1}$ :

$$\hat{s}_{k_1} = Q(z_{k_1})$$

где  $Q(\cdot)$  означает операцию квантования (slicing), соответствующую используемому созвездию.

Шаг 3: Полагая, что  $\hat{s}_{k_1} = s_{k_1}$ , удаляем  $s_{k_1}$  из принятого вектора  $\mathbf{r}_1$ , получая модифицированный принятый вектор  $\mathbf{r}_2$ :

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{r}_1 - \hat{s}_{k_1} (\mathbf{H})_{k_1}$$

где  $(\mathbf{H})_{k_1}$  означает  $k_1$ -й столбец матрицы  $\mathbf{H}$ . Шаги 1-3 затем выполняются для компонентов  $k_2, \dots, k_{n_T}$  в порядке последовательности модифицированных принятых векторов  $\mathbf{r}_2, \mathbf{r}_3, \dots, \mathbf{r}_{n_T}$ .

Особенности процесса детектирования зависят от критерия, выбранного для вычисления обнуляющих векторов  $\mathbf{w}_{k_i}$ , наиболее общими из которых являются минимум среднеквадратической ошибки (MMSE) и zero-forcing (ZF). Процесс детектирования описан здесь применительно к ZF, поскольку это проще.  $k_i$ -й ZF обнуляющий вектор определяется как единственный с минимальной нормой вектор, удовлетворяющий условию

$$\mathbf{w}_{k_i}(\mathbf{H})_{k_j} = \begin{cases} 0 & j \geq i \\ 1 & j = i \end{cases}$$

Таким образом,  $\mathbf{w}_{k_i}$  является ортогональным к подпространству, охваченному вкладами в  $\mathbf{r}_i$  тех символов, которые не оценены, и не удалены. Можно показать, что единственный вектор, удовлетворяющий этому условию, есть как раз  $k_i$ -я строка  $\mathbf{H}_{k_i}^+$ , где обозначение  $\mathbf{H}_{k_i}^+$  означает матрицу, полученную обнулением столбцов  $k_1, k_2, \dots, k_i$  матрицы  $\mathbf{H}$ .

MMSE обнуление более детально обсуждается в литературе по адаптивным антенным решеткам, например в [21]. В любом случае, однако, мощность шума  $k_i$ -й решающей статистики  $z_{k_i}$  пропорциональна

$$\|\mathbf{w}_{k_i}\|^2,$$

и таким образом, последетекторные SNR пропорциональны

$$1/\|\mathbf{w}_{k_i}\|^2.$$

Полный ZF V-BLAST алгоритм детектирования может теперь быть описан как рекурсивная процедура, включающая определение оптимального упорядочивания, следующим образом:

- инициализация:  $\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^+$  (a)
- $i = 1$  (b)
- рекурсия:  $k_i = \arg \min_{j \notin \{k_1, \dots, k_{i-1}\}} \|(G_i)_j\|^2$  (c)
- $\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i}$  (d)
- $z_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i} \mathbf{r}_i$  (e)
- $\hat{s}_{k_i} = Q(z_{k_i})$  (f)
- $\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{s}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i}$  (g)
- $\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^+$  (h)
- $i = i + 1$  (i)

где  $(\mathbf{G}_i)_j$  есть  $j$ -я строка  $\mathbf{G}_i$ . Таким образом, соотношение (c) определяет элементы  $S_{OPT}$  - оптимальный порядок, обсуждаемый позже. Операторы (d-f) вычисляют соответственно ZF обнуляющий вектор, решающую статистику и

тор, решающую статистику и оцененные компоненты  $\mathbf{s}$ . Уравнение (g) выполняют удаление продетектированных компонентов из принятого вектора и (h) вычисляет новую псевдоинверсию для следующей итерации. Заметим, что эта новая псевдоинверсия основана на версии  $\mathbf{H}$  пониженного порядка, в которой столбцы  $k_1, k_2, \dots, k_i$  были обнулены. Эти столбцы соответствуют компонентам  $\mathbf{s}$ , которые уже были оценены и удалены и, таким образом, система становится эквивалентной версии рис.1 пониженного порядка, в которой передатчики  $k_1, k_2, \dots, k_i$  были удалены или эквивалентна системе, в которой  $s_{k_1} = \dots = s_{k_i} = 0$ .

**Определение**  $S_{OPT}$ . Напомним, что согласно принятому предположению все компоненты  $\mathbf{s}$  принадлежат одному и тому же созвездию. При этом предположении  $z_{k_i}$  с наименьшим последетекторным SNR будут определять помехоустойчивость процесса детектирования. Важный аспект нелинейной обработки в этой схеме состоит в том, что из-за удаления символов эти последетекторные SNR зависят от порядка, в котором вычисляются решающие статистики. Таким образом, очевидное достоинство этой системы - максимизация последетекторного SNR, которое на данном шаге определяет надежность вычисляемой решающей статистики. Можно показать, что локальная оптимизация (уравнение (c)) выбора компонента с лучшим SNR на каждой стадии ведет, что отчасти удивительно, к глобальному оптимуму  $S_{OPT}$ .

**Результаты моделирования**

На рис. 8 приведены графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для систем V-BLAST с четырьмя передающими и четырьмя приемными антеннами при использовании QPSK модуляции и при разных алгоритмах приема.

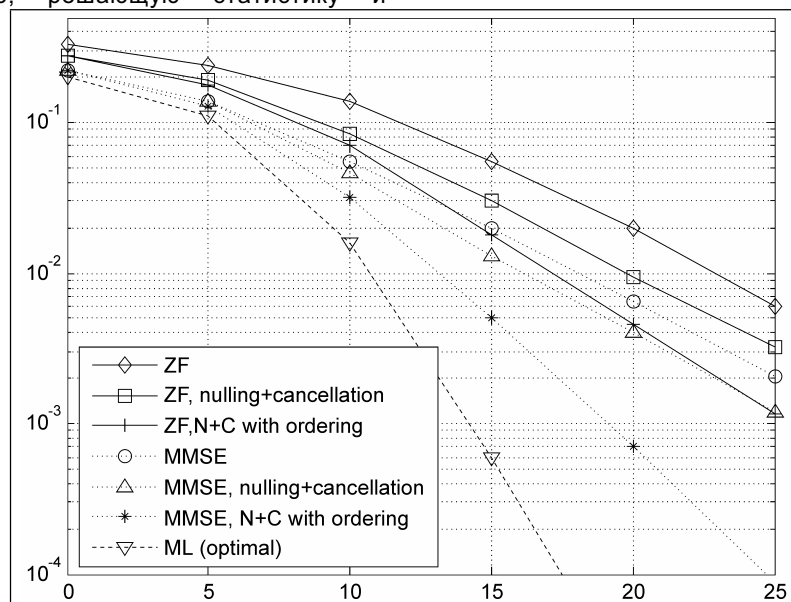
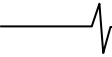


Рис. 8. Графики зависимостей вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для системы V-BLAST с четырьмя передающими и четырьмя приемными антеннами и QPSK модуляцией при разных алгоритмах приема.





Из графиков видно, что ZF и MMSE приемники уступают по качеству как алгоритмам с удалением продетектированных символов и упорядочиванием, так и МП детектору. Несмотря на это, ZF и MMSE обнуляющие стратегии широко используются на практике из-за их существенно более низкой вычислительной сложности. Сравнивая квазиоптимальные методы между собой, можно видеть, что наименьшую вероятность ошибки обеспечивает MMSE прием с обнулением, удалением и упорядочиванием.

Относительно выигрыша пространственного мультиплексирования можно отметить, что система V-BLAST передает  $n_T$  символов за символный период, и достигает выигрыша пространственного мультиплексирования в  $\min(n_T, n_R)$ . Если  $n_R > n_T$ , все  $n_T$  символов могут быть восстановлены. В противном случае, не больше  $n_R$  символов могут быть надежно переданы.

Этот выигрыш мультиплексирования  $\min(n_T, n_R)$  считается оптимальным, поскольку математически невозможно разделить более чем  $\min(n_T, n_R)$  символов из  $n_R$  наблюдаемых смесей.

### Результаты лабораторных испытаний

На рис. 9 приведены результаты, полученные с использованием лабораторного прототипа системы рис.1 с 8 передатчиками и 12 приемниками [20]. Система работала на несущей частоте 1,9 ГГц и символьной скорости 24.3 ксимв./с в диапазоне 30 кГц, используя некодируемую 16-QAM в каждом передатчике при спектральной эффективности

$$\frac{(8 \text{ Пер}) \times (4 \text{ бит/симв/Пер})(24.3 \text{ ксимв/с})}{30 \text{ кГц}} = 25,9 \text{ бит/с/Гц}$$

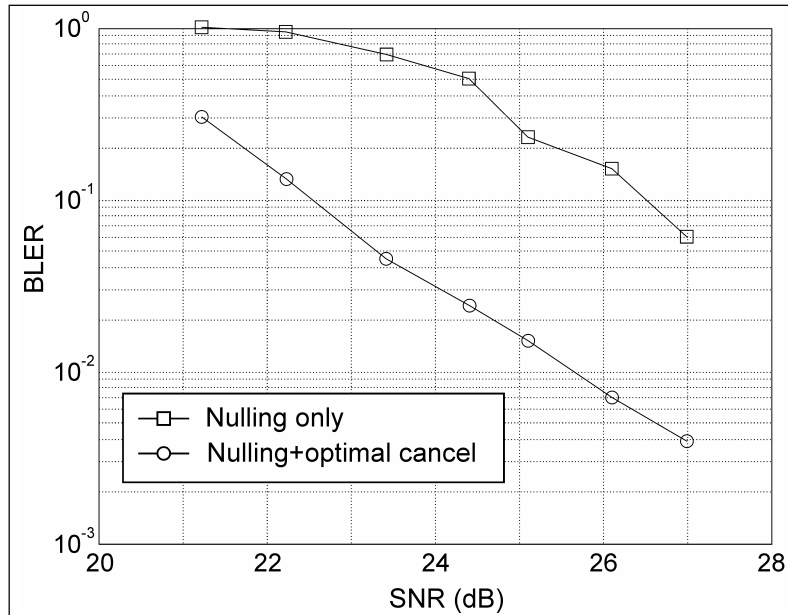


Рис. 9. Зависимости вероятности ошибки на блок от отношения сигнал/шум, полученные с использованием лабораторного прототипа системы рис.1 с 8 передатчиками и 12 приемниками (модуляция – 16-QAM).

Верхняя кривая на рис.9 показывает качество полученное, когда использовалось только обнуление. Нижняя кривая показывает качество при использовании обнуления и удаления с оптимальным упорядочиванием. Средняя разница составляет порядка 4 дБ, что соответствует приближительной разнице 10 бит/с/Гц в спектральной эффективности.

В эксперименте символы передавались пакетами по 100 символов, 20 из которых использовались для оценки канала, так что полезная нагрузка составляла 80% от спектральной эффективности или 20,7 бит/с/Гц. При отношении сигнал/шум 34 дБ спектральная эффективность порядка 40 бит/с/Гц была продемонстрирована при тех же вероятностях ошибок. Все результаты были получены на небольших дальностях (порядка 12 м) внутри помещения при пренебрежимо малом разбросе задержек.

Результаты испытаний показали, что достигнутая

спектральная эффективность беспрецедентна для беспроводных каналов, и такую спектральную эффективность невозможно получить при традиционных подходах, в которых используется один передатчик, просто потому что требуемая нагрузка на созвездие будет чрезмерна. Например, для получения 32 бит на векторный символ, как в экспериментах, при использовании одного передатчика потребуется созвездие, состоящее из  $2^{32}$  (или более, чем  $10^9$ ) точек, которые находятся далеко за пределами реальности независимо от SNR.

### Сопоставление V-BLAST и STBC

Возросшая пропускная способность, обеспечиваемая схемой V-BLAST, не приходит без потерь в качестве. На рис. 10 сравниваются зависимости вероятности ошибок для систем с V-BLAST и с Alamouti STBC, работающих через один и тот же 2x2 MIMO канал. Чтобы сделать справедливое сравнение, скорость передачи

данных задана одинаковой. Скорость кода Аламаути может быть повышена использованием модуляции более высокого порядка. Таким образом, мы анализируем качество по результатам моделирования для STBC, используя QPSK, и для V-BLAST, используя BPSK, дающие в обеих схемах максимальную скорость в 2

бит/с/Гц. Замирания считаются релейскими общими. Также для поддержания приемлемых уровней сложности приемника в системе V-BLAST использовался алгоритм MMSE с удалением и оптимальным упорядочиванием.

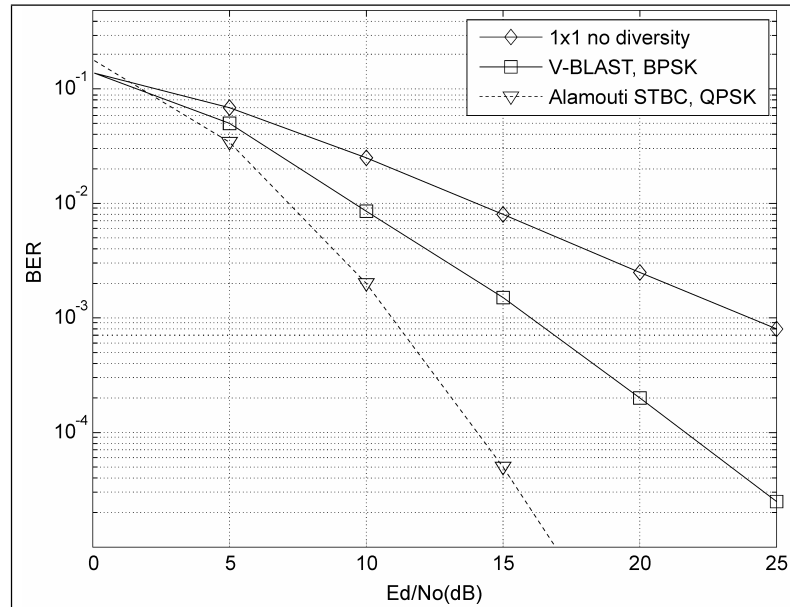


Рис. 10. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для систем V-BLAST и Аламаути STBC с двумя передающими и двумя приемными антеннами при действии общих релейских замираний.

Из сопоставления графиков видно, что блочный пространственно-временной код существенно превосходит V-BLAST на большинстве SNR, что не удивительно, так как STBC обеспечивает МП качество. Правда, при этом надо помнить, что скорости передачи для V-BLAST систем, которые тестировались в Bell Labs, составляют 20-40 бит/с/Гц. Этот порядок скоростей может быть легко достигнут, с использованием BLAST, но он недостижим для систем с STBC.

### Заключение

Из приведенных результатов моделирования и испытаний прототипа системы V-BLAST видно, что система V-BLAST оправдывает связанные с ней ожидания. Она впервые продемонстрировала возможности MIMO каналов по резкому повышению скорости передачи и спектральной эффективности систем связи. Система V-BLAST демонстрирует беспрецедентную скорость передачи данных в условиях замираний и весьма эффективные алгоритмы детектирования, позволяющие реализовать multiplexing gain. Однако из результатов анализа также следует, что квазиоптимальные алгоритмы, имеющие высокую вычислительную эффективность, не в полной мере реализуют возможности MIMO систем по качеству детектирования. По уровню вероятности ошибки эффективные с вычислительной точки зрения квазиоптимальные алгоритмы уступают максимально правдоподобному детектированию, прямое применение которого при высокой скорости передачи, однако, невозможно из-за вычислительной сложности. Поэтому важной за-

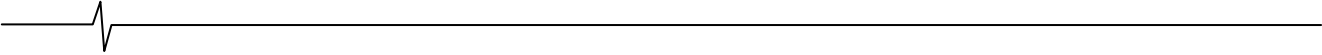
дачей является разработка алгоритмов детектирования с характеристиками МП, но с практически реализуемой сложностью. Среди других направлений, в которых ведутся интенсивные исследования необходимо назвать такие как

- использование пространственно-временного кодирования в системах высокоскоростной передачи информации;
- совместное использование помехоустойчивого канального и пространственно-временного кодирования в высокоскоростных системах;
- разработка приемлемых по сложности высокоскоростных алгоритмов передачи и приема сигналов в системах с числом передающих антенн, меньшим числа приемных антенн.

Совместно с другими исследованиями результаты, получаемые по этим направлениям, в недалекой перспективе позволят существенно повысить скорость и надежность передачи информации в системах подвижной связи.

### Литература

1. А.П. Шумов, М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин. Методы пространственно-временного блочного кодирования // Цифровая обработка сигналов.- 2005.- №2. С. 2-10.
2. А.П. Шумов, М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин. Пространственно-временные решетчатые коды для многоантенных систем связи // Цифровая обработка сигналов.- 2005.- №3. С. 38-47.
3. V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, «Space-time

- 
- block codes from orthogonal designs,» *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 1456–1467, July 1999.
4. V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, «Space–time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,» *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744–765, Mar. 1998.
  5. I. E. Telatar, «Capacity of multi-antenna Gaussian channels,» *Eur. Trans. Tel.*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov./Dec. 1999.
  6. G. J. Foschini and M. J. Gans, «On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,» *Wireless Personal Communications.*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998.
  7. L. H. Ozarow, S. Shamai, and A. D. Wyner, «Information theoretic considerations for cellular mobile radio,» *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 359–378, May 1994.
  8. E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai, «Fading channels: Information-theoretic and communications aspects,» *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 2619–2692, Oct. 1998
  9. A. Scaglione. Statistical analysis of the capacity of MIMO frequency selective Rayleigh fading channels with arbitrary number of inputs and outputs. In International Symposium on Information Theory, page 278, June 2002.
  10. O. Oyman, R.U. Nabar, H. Bölcskei, and A.J. Paulraj, «Characterizing the statistical properties of mutual information in MIMO channels,» *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 51, pp. 2784–2795, Nov. 2003.
  11. T. L. Marzetta and B. M. Hochwald, «Capacity of a mobile multipleantenna communication link in Rayleigh flat fading,» *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 139–157, Jan. 1999.
  12. B. M. Hochwald and T. L. Marzetta, «Unitary space–time modulation for multiple antenna communications in Rayleigh fading,» *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, pp. 543–564, Mar. 2000.
  13. L. Zheng, D. N. C. Tse, «Communicating on the Grassmann manifold: A geometric approach to the noncoherent multiple antenna channel,» *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, pp. 359–383, Feb. 2002.
  14. A.J. Paulraj, D.A. Gore, R.U. Nabar, H. Bolecskei. An Overview of MIMO Communications – A Key to Gigabit Wireless. Proceedings of IEEE, Vol.92, No.2, p. 198-218, February 2004.
  15. S. Sandhu and A. Paulraj. Space-time block codes a capacity perspective. IEEE Communications Letters, vol. 4, no. 12, p. 384 -386, December 2000.
  16. E. Viterbo and J. Buotros, «A universal lattice code decoder for fading channels,» *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp.1639–1642, July 1999.
  17. O. Damen, A. Chkeif, and J. C. Belfiore, «Lattice code decoder for space–time codes,» *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, pp. 161–163, May 2000.
  18. B. Hassibi and H. Vikalo, «On the expected complexity of sphere decoding,» in *Proc. Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers*, vol. 2, 2001, pp. 1051–1055.
  19. U. Fincke and M. Pohst, «Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis,» *Math. Comput.*, vol. 44, pp. 463–471, Apr. 1985.
  20. G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky. «Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space–time communication architecture,» *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 1, pp. 14–16, Jan. 1999.
  21. R. L. Cupo, G. D. Golden, C. C. Martin, K. L., Sherman, N. R. Sollenberger, J. H. Winters, P. W. Wolniansky. «A Four-Element Adaptive Antenna Array For IS-136 PCS Base Stations», 1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference, May 1997.