

ЭКВАЛАЙЗЕР ДЛЯ ММО СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ, РЕАЛИЗОВАННЫЙ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Манелис В.Б., Каюков И.В.

Введение

Современные и будущие системы широкополосной радиосвязи должны обеспечивать высокую скорость передачи данных (десятки и сотни Мбит/с и более) для удовлетворения постоянно растущих требований мультимедийных приложений. Это отражено в таких стандартах, как UMTS, cdma2000, IEEE 802.16 и др.

Основное препятствие увеличению скорости передачи данных заключается в искажении полезного сигнала из-за многолучевости канала распространения. Такие каналы, часто без прямого луча, являются типичными в беспроводных системах связи.

В одночастотных системах, например, с кодовым разделением каналов (CDMA – Code Division Multiple Access), простое увеличение битовой скорости эквивалентно уменьшению длительности передаваемых символов и приводит к существенному росту межсимвольных помех. Поэтому в некоторых системах, например, в высокоскоростных каналах пакетной передачи (HSPA – High Speed Packet Access) стандарта UMTS [1], повышение скорости передачи данных обеспечивается при фиксированной длительности символа за счет использования многокодového сигнала, когда осуществляется параллельная передача потоков данных по ортогональным каналам. Ортогональность обеспечивается кодами Уолша. Пока временная дисперсия канала распространения невелика, ортогональность сигналов на приемной стороне сохраняется. Однако, с увеличением временной дисперсии на выходе канальных корреляторов приемника появляется помеха других каналов (межкодová помеха), мощность которой растет с увеличением числа каналов. В условиях многолучевости в одночастотных системах обычно используют Rake приемник, собирающий энергию сигналов различных лучей. Rake приемник оптимален при приеме многолучевого сигнала на фоне белого гауссовского шума. Однако, межкодová помеха им не учитывается, что приводит к существенному ухудшению характеристик приема, особенно, в случае неразрешаемой многолучевости.

Принципиально другим эффективным подходом, устойчивым к многолучевости канала распространения, является использование многочастотных сигналов (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [2]. Эта технология позволяет при увеличении полосы сигнала увеличивать скорость передачи данных, не уменьшая длительности символа и сохраняя межсимвольную помеху на приемлемо низком уровне. OFDM

Предложен эквалайзер для MIMO-BLAST системы радиосвязи, который минимизирует искажения сигнала, обусловленные многолучевостью канала распространения и помехами других антенн. Эквалайзер реализован в частотной области и основан на критерии минимума среднего квадрата ошибки. В предлагаемом эквалайзере существенно уменьшена вычислительная сложность расчета весовых коэффициентов. На примере HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) канала методом компьютерного моделирования показано, что применение эквалайзера позволяет существенно улучшить характеристики приема по сравнению с традиционным Rake приемником.

системы наряду с устойчивостью к многолучевости имеют также и другие преимущества по сравнению с традиционными одночастотными системами: простота цифровой реализации, возможность адаптивной модуляции на различных поднесущих и др. Однако OFDM системы имеют и недостатки, наиболее существенными из которых являются повышенные требования к точности частотной синхронизации, а также высокий пик-фактор OFDM сигнала [3]. Последний означает, что для поддержания адекватной средней мощности передачи с заданным уровнем искажений требуется усилитель большей стоимости (большей мощности или с большим рабочим линейным участком), чем для одночастотных систем.

В этой связи представляет интерес использование традиционного метода одночастотной модуляции и эквалайзера на приемной стороне, минимизирующего искажения, вызванные многолучевостью. В [4] показано, что этот подход превосходит по характеристикам Rake приемник для случая одной передающей и одной приемной антенны. Аналогичный результат получен и для случая одной передающей и нескольких приемных антенн [5]. Использование эквалайзера обеспечивает характеристики, близкие к характеристикам OFDM систем [3], и не имеет свойственных этим системам недостатков. Возможны два способа реализации эквалайзера: во временной и в частотной области (в дальнейшем временной и частотный эквалайзеры). Использование частотного эквалайзера привлекло в последнее время внимание многих исследователей благодаря меньшей сложности его реализации по сравнению с временным эквалайзером [3, 5-7].

Одним из наиболее эффективных способов повышения скорости передачи данных и емкости системы связи, интенсивно развивающихся в последние годы, является использование антенного разнесения как при приеме, так и при передаче, т. е. применение нескольких антенн на передающей и приемной стороне (MIMO – Multiple-Input Multiple-Output технологии) [8]. Высокая спек-

тральная эффективность этого метода основана на независимости каналов распространения между различными парами передающей и приемной антенн. Известно, что максимальная пропускная способность MIMO системы достигается при использовании технологии BLAST (Bell Labs Layered Space Time) [9], при которой с различных антенн передаются различные потоки данных.

Среди известных работ, посвященных частотному эквалайзеру для MIMO систем, отметим [10], где представлены частотный и временной эквалайзеры, функционирующие по критерию минимума среднего квадрата ошибки. И хотя вычислительная сложность представленного в [10] частотного эквалайзера гораздо меньше сложности временного эквалайзера, она остается достаточно большой.

В данной работе предложен относительно более простой частотный эквалайзер для MIMO-BLAST системы, также основанный на критерии минимума среднего квадрата ошибки. В предлагаемом эквалайзере существенно уменьшена вычислительная сложность расчета весовых коэффициентов. Это упрощение основано на свойствах реально используемых фильтров, ограничивающих спектр полезного сигнала.

Модель системы

Рассмотрим MIMO-BLAST систему связи, состоящую из M передающих и N приемных антенн. Общая архитектура MIMO-BLAST системы связи с частотным эквалайзером приведена на рис. 1. На передающей стороне символы разделяются на M высокоскоростных потоков, передаваемых с различных антенн. Каждый поток данных в свою очередь разделяется на K подпотоков (каналов). На символы каждого подпотока накладывается индивидуальный каналный код $Y_k(t)$, $k = \overline{1, K}$ (одна из функций Уолша). В результате формируются сигналы различных каналов с чиповой структурой, которые суммируются, и значения чипов сформированного многокодового сигнала передаются в канал связи. Для устранения внеполосных излу-

ний полезный многокодовый сигнал ограничен по полосе некоторым фильтром, например, фильтром поднятого косинуса [1]. Эквалайзер на приемной стороне состоит из N блоков быстрого преобразования Фурье (БПФ), $M \times N$ блоков взвешивания (по M блокам на каждую приемную антенну), M сумматоров и M блоков обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ).

Отсчеты входного сигнала каждой приемной антенны группируются в блоки по PI (P – число чипов в блоке, I – число отсчетов входного сигнала на чип), которые подвергаются процедуре БПФ. Для каждого из M переданных потоков полученные частотные компоненты взвешиваются в соответствии с весами эквалайзера и суммируются по всем приемным антеннам. Затем выполняется процедура ОБПФ потока. В результате на выходе эквалайзера для всех переданных потоков формируются оценки переданных значений чипов многокодового сигнала. Весовые коэффициенты частотного эквалайзера определяются характеристиками канала и выбираются таким образом, чтобы минимизировать среднеквадратическую ошибку оценки чипов. Весовой коэффициент фильтра m -го потока i -ой приемной антенны для k -ой спектральной компоненты обозначим $W_k^{(im)}$, $k = \overline{0, PI-1}$, $i = \overline{1, N}$, $m = \overline{1, M}$.

Далее полученные после эквалайзера M потоков значений чипов многокодового сигнала поступают на соответствующие блоки канальных корреляторов, где формируются оценки символов подпотоков данных.

Считается, что для корректной работы частотного эквалайзера блоки временного сигнала на передающей стороне должны быть расширены за счет циклического префикса (по аналогии с OFDM сигналом). Длительность циклического префикса должна выбираться не менее длительности импульсного отклика канала. При выполнении БПФ отсчеты циклического префикса отбрасываются. Однако, с некоторой потерей качества частотный эквалайзер успешно функционирует и в отсутствие циклического префикса.

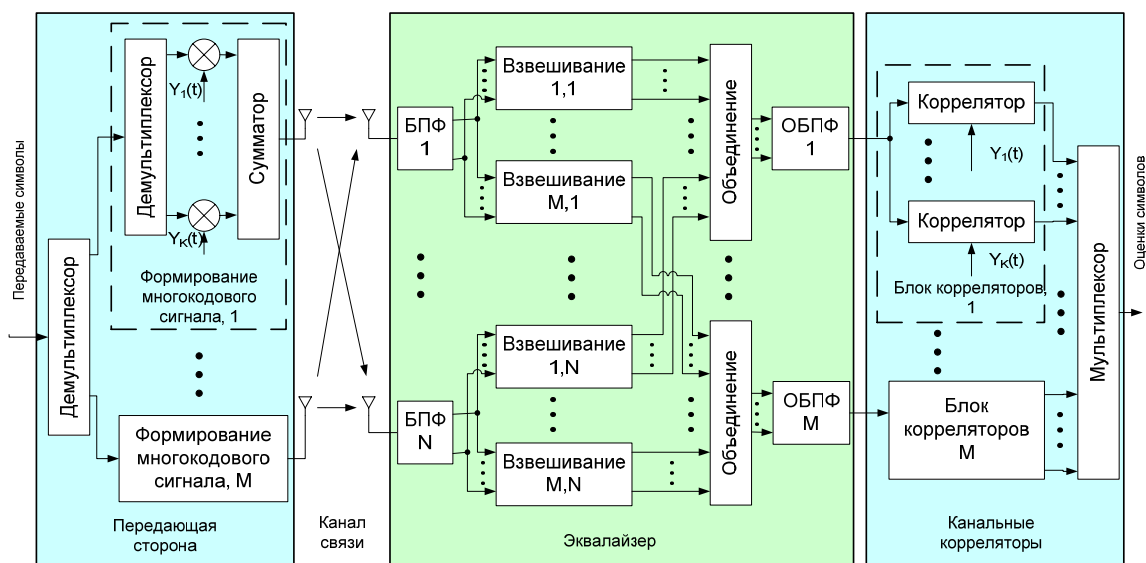
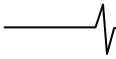


Рис. 1 Структурная схема MIMO-BLAST системы связи с частотным эквалайзером



Весовые коэффициенты частотного эквалайзера

Рассмотрим прием некоторого информационного блока PI отсчетов. Обозначим $\{H_k^{(i,m)}\}$, $k = \overline{0, PI-1}$ – компоненты частотного отклика канала m -ой передающей и i -ой приемной антенн (представляющие собой Фурье преобразование вектора отсчетов импульсного отклика этого канала, взятых с тем же дискретом, что и отсчеты сигнала), $i = \overline{1, N}$, $m = \overline{1, M}$, $\{G_k\}$, $k = \overline{0, PI-1}$ – компоненты передаточной функции фильтра, ограничивающего спектр сигнала, $\{a_n^{(m)}\}$, $n = \overline{0, P-1}$ – значения чипов многокодového сигнала информационного блока данных m -ой передающей антенны. Значения передаваемых чипов независимы, так что

$$\langle a_{n_1}^{(m_1)} a_{n_2}^{*(m_2)} \rangle = \delta_{n_1, n_2} \delta_{m_1, m_2}, \quad (1)$$

где $\delta_{i,j}$ – символ Кронекера, $(\cdot)^*$ – операция комплексного сопряжения.

В соответствии с рассматриваемой моделью системы результат БПФ блока входных отсчетов сигнала i -ой приемной антенны можно представить как

$$R_k^{(i)} = \sum_{m=1}^M A_k^{(m)} H_k^{(i,m)} + V_k^{(i)}, \quad k = \overline{0, PI-1}, \quad i = \overline{1, N}, \quad (2)$$

$$\text{где } A_k^{(m)} = G_k \sum_{n=0}^{P-1} a_n^{(m)} \exp(-j2\pi \frac{kn}{P}), \quad k = \overline{0, PI-1} \quad (3)$$

– БПФ информационной части сигнала, $V_k^{(i)}$. $k = \overline{0, PI-1}$ – БПФ входного шума. Корреляционная функция шумовой составляющей равна

$$\langle V_{k_1}^{(i)} V_{k_2}^{*(j)} \rangle = \sigma^2 PI \delta_{k_1, k_2} \delta_{i,j}, \quad (4)$$

где σ^2 – мощность шума.

Эквалайзер формирует оценки информационных чипов передаваемого блока данных. С учетом описанных выше процедур оценку q -го чипа сигнала m -ой передающей антенны на выходе частотного эквалайзера можно представить как

$$z_q^{(m)} = \frac{1}{PI} \sum_{i=1}^N \sum_k W_k^{(i,m)} R_k^{(i)} \exp\left(j2\pi \frac{kq}{P}\right), \quad (5)$$

$$q = \overline{0, P-1}, \quad m = \overline{1, M}$$

Можно считать, что спектр мощности сигнала (3) вне полосы фильтра, ограничивающего спектр сигнала, близок к нулю. Поэтому для упрощения эквалайзера будем использовать только спектральные компоненты, которые существенно отличны от нуля, т. е. из интервалов $k = \overline{0, P-1}$ при $I=1$ и $k=0, P-1$, $k = \overline{P(I-1)+1, PI-1}$ при $I > 1$. Поэтому суммирование по k в (5) и других формулах осуществляется в пределах этих интервалов.

Весовые коэффициенты эквалайзера будем определять по критерию минимума среднего квадрата ошибки. Из структуры частотного эквалайзера очевидно, что оптимизация весовых коэффициентов различных потоков производится независимо друг от друга

$$\mathbf{W}^{(m)} = \arg \min_{\mathbf{w}^{(m)}} \langle |z_q^{(m)} - a_q^{(m)}|^2 \rangle, \quad m = \overline{1, M}, \quad (6)$$

где обозначено $\mathbf{w}^{(m)} = (\mathbf{w}_0^{(m)}, \dots, \mathbf{w}_{PI-1}^{(m)})^T$ – весовые коэффициенты частотного эквалайзера m -го потока, $\mathbf{W}_k^{(m)} = (W_k^{(1,m)}, \dots, W_k^{(N,m)})^T$.

При усреднении квадрата ошибки в (6) учтем статистические свойства шумовой компоненты (4) и передаваемых данных (1). В общем случае коэффициенты эквалайзера для случая $I > 1$ для поднесущих, отстоящих друг от друга на P , являются коррелированными [3]. Однако, если учесть свойства обычно используемых фильтров, ограничивающих спектр сигнала, наиболее мощные спектральные компоненты оказываются некоррелированными, а те, для которых корреляция имеет место, являются маломощными, располагаясь на спадающих краях спектральной полосы пропускания фильтра.

Пренебрегая этой корреляцией, получаем средний квадрат ошибки чипа i -го потока в виде

$$\langle |z_q^{(m)} - a_q^{(m)}|^2 \rangle = 1 - \frac{1}{PI} \sum_k [\mathbf{b}_k^{H(m)} \mathbf{W}_k + \mathbf{W}_k^H \mathbf{b}_k^{(m)} - \mathbf{W}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{W}_k], \quad (7)$$

где обозначено

$$\mathbf{b}_k^{(m)} = (G_k^* H_k^{*(1,m)}, \dots, G_k^* H_k^{*(N,m)})^T, \quad \mathbf{Q}_k = \sigma^2 \mathbf{E} + \frac{1}{I} \sum_{j=1}^M \mathbf{b}_k^{(j)} \mathbf{b}_k^{H(j)},$$

\mathbf{E} – единичная матрица соответствующей размерности. Из (7) получим окончательное выражение для весовых коэффициентов m -го потока

$$\mathbf{W}_k^{(m)} = \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{b}_k^{(m)}. \quad (8)$$

Заметим, что матрица \mathbf{Q}_k^{-1} представляет собой матрицу системы и не зависит от номера потока. Очевидно, для тех спектральных компонент, для которых $G_k \approx 0$, необходимо положить $\mathbf{W}_k = \mathbf{0}$.

Средний квадрат остаточной ошибки для чипов m -го потока при этом определяется характеристиками канала и равен

$$\langle |\hat{\mathbf{w}}_m^T \mathbf{r} - d_m(q)|^2 \rangle = 1 - \frac{1}{PI} \sum_k \mathbf{b}_k^{H(m)} \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{b}_k^{(m)}. \quad (9)$$

Заметим, что представленный эквалайзер выполняет также функции MIMO демодулятора, подавляя не только многолучевые помехи других каналов, но и помехи других антенн.

Результаты моделирования

Анализ помехоустойчивости частотного эквалайзера был выполнен методом компьютерного моделирования канала HSDPA системы связи UMTS [1]. Модель канала распространения соответствовала [11]. В табл. 1 приведены параметры моделируемых каналов распространения: пешеходного (Pedestrian B) и канала движущегося абонента (Vehicle A).

На рис. 2 – рис. 5 приведены кривые зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал-шум $\text{SNR}=1/\sigma^2$ для различных каналов распространения (Pedestrian B и Vehicle A) различных видов модуляции (QPSK и 16QAM), различного числа параллельно передаваемых каналов K и различного числа передающих M и приемных антенн N . Длина БПФ и ОБПФ выбиралась равной $PI=512$. Длительность символа составляла 16 чипов, число отсчетов на чип $I=2$. Импульсные отклики каналов всех пар передающей и приемной антенн предполагались известными, а синхронизация – идеальной.

Таблица 1

№ луча	Pedestrian B, 3км/ч		Vehicle A, 120км/ч	
	Задержка сигнала луча, мкс	Относительная мощность сигнала луча, дБ	Задержка сигнала луча, мкс	Относительная мощность сигнала луча, дБ
1	0.0	0.0	0.0	0.0
2	0.2	-0.9	0.3	-1.0
3	0.8	-4.9	0.7	-9.0
4	1.2	-8.0	1.1	-10.0
5	2.3	-7.8	1.7	-15.0
6	3.7	-23.9	2.5	-20.0

Для сравнения на этих же рисунках приведены характеристики приема, полученные при использовании Rake приемника. При его реализации на каждой приемной антенне осуществляют взвешенное суммирование сигналов различных лучей для каждого канала. Полученные сигналы затем поступают на MIMO демодуляторы каналов, где выполняется подавление сигналов других антенн, и в результате формируются мягкие решения символов каналов переданных потоков [12].

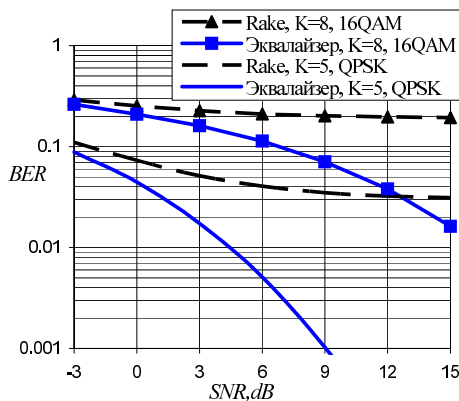
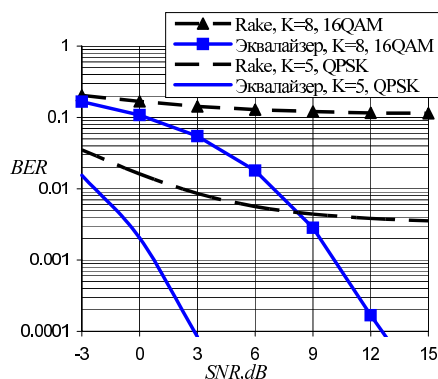
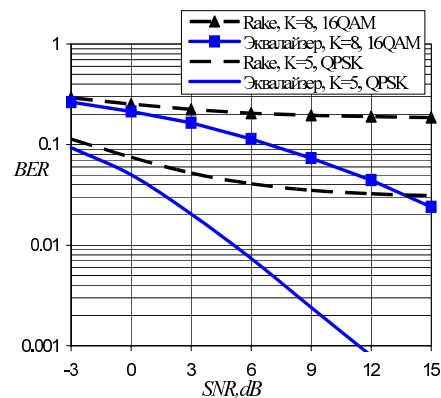
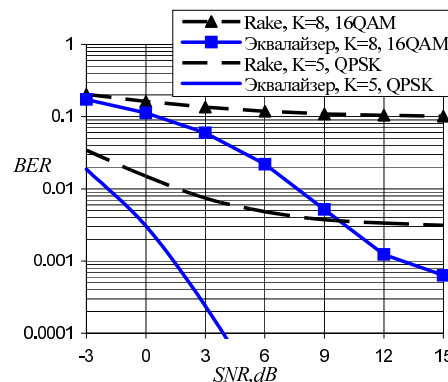
Из приведенных рисунков видно, что использование эквалайзера позволяет существенно улучшить характеристики приема. Причем выигрыш возрастает с увеличением скорости передачи данных. Более того, использование эквалайзера делает возможным эффективный прием при использовании сложных видов модуляции и при большом количестве параллельных каналов K , когда традиционный Rake приемник является вовсе неработоспособным.

Моделирование показало также, что предложенный эквалайзер не уступает по точности эквалайзеру из [10].

Вычислительная сложность

Вычислительная сложность предлагаемого частотного эквалайзера определяется процедурами БПФ и взвешивания на каждой приемной антенне и процедурой ОБПФ. Отсюда для оценивания одного чипа передаваемого сигнала необходимо приблизительно $4(N+M)\log_2(P) + M(8N+2K)$ для $I=1$ и $4(N+M)I\log_2(PI) + M(16N+2K)$ для $I>1$ операций умножения и сложения действительных чисел. Соответственно, сложность расчета весовых коэффициентов частотного эквалайзера (8) составляет приблизительно $MNP(9+8N+N^2)$ операций для $I=1$ и $2MNP(9+8N+N^2)$ операций для $I>1$.

При использовании альтернативного частотного эквалайзера [10] для оценивания одного чипа передаваемого сигнала необходимо приблизительно $4(N+M)I\log_2(PI) + M(8NI+2K)$ операций умножения и сложения действительных чисел, а сложность расчета весовых коэффициентов составляет приблизительно $PI^3N^2(16M+NI)$ операций.

Рис. 2 $M=2, N=2, \text{Pedestrian B}$ Рис. 3 $M=2, N=4, \text{Pedestrian B}$ Рис. 4 $M=2, N=2, \text{Vehicle A}$ Рис. 5 $M=2, N=4, \text{Vehicle A}$

Количество отсчетов на чип, I	Количество антенн, $M \times N$	Предлагаемый эквалайзер, MIPS	Альтернативный эквалайзер из [10], MIPS	Rake приемник, MIPS
2	2×2	1400	1460	1100
	2×4	2200	2460	2200
4	2×2	2420	3000	1100
	2×4	3700	5700	2200

При использовании Rake приемника с MIMO демодулятором [12] для оценивания одного чипа передаваемого сигнала необходимо приблизительно $2NJ(MK + 1) + 8M^2$ операций умножения и сложения действительных чисел, J - количество учитываемых лучей (фингеров Rake приемника). При этом сложность расчета канальных параметров MIMO демодулятора составляет приблизительно $M^2(8NJ + 3M)$ операций.

Расчет показал, что для предлагаемого частотного эквалайзера определение весовых коэффициентов требует незначительные вычислительные затраты по сравнению с другими операциями эквалайзера даже при высоких скоростях движения абонента. Для альтернативного эквалайзера расчет весовых коэффициентов требует более значительные затраты, но существенными они становятся лишь при высоких скоростях движения абонента.

В табл. 2 приведен пример необходимой вычислительной производительности для реализации предлагаемого и альтернативного [10] частотных эквалайзеров, а также Rake приемника [12] для системы HSDPA. Расчет произведен для скорости движения абонента 120 км/ч при следующих значениях параметров: $PI = 512$, $K = 8$, $J = 4$. Полагалось, что обновление весовых коэффициентов осуществляется 10 раз на период фединга.

Из табл. 2 видно, что сложность реализации предлагаемого эквалайзера при $I = 2$ приблизительно такая же, как для Rake приемника и альтернативного эквалайзера из [10]. При $I = 4$ сложность реализации предлагаемого эквалайзера становится существенно проще, чем для альтернативного эквалайзера, но существенно сложнее, по сравнению с Rake приемником.

Заметим, что вычислительная сложность расчета весовых коэффициентов предлагаемого эквалайзера существенно меньше, чем для альтернативного эквалайзера. Например, для конфигурации $M = 2$, $N = 4$ упрощение для предлагаемого эквалайзера при $I = 2$ составляет 5.6 раз, а при $I = 4$ - 54 раза.

Заключение

В данной работе представлен эквалайзер для MIMO-BLAST системы радиосвязи, который минимизирует искажения сигнала, обусловленные многолучевостью канала распространения. Представленный эквалайзер выполняет также функции MIMO демодулятора, подавляя помехи других антенн. Эквалайзер реализован в частотной области и основан на критерии минимума среднего квадрата ошибки. В предлагаемом эквалайзере существенно уменьшена вычислительная сложность расчета весовых коэффициентов по сравнению с известными частотными эквалайзерами. Это упрощение основано на свойствах реально используемых фильтров, ограничивающих спектр полезного сигнала. В зависимости от конфигурации MIMO системы и структуры эквалайзера уменьшение вычислительной сложности расчета весовых коэффициентов может достигать десятки раз. На примере HSDPA канала методом компьютерного моделирования по-

казано, что применение предложенного эквалайзера позволяет существенно улучшить характеристики приема по сравнению с традиционным Rake приемником. Более того, использование предложенного эквалайзера делает возможным эффективный прием при использовании сложных видов модуляции и при большом количестве параллельно передаваемых с каждой антенны потоков данных, когда традиционный Rake приемник является неработоспособным.

Таким образом, предложенный частотный эквалайзер обеспечивает хорошее качество приема в MIMO-BLAST системах при относительно невысокой сложности реализации и является перспективным для достижения высокой скорости передачи данных в нестационарных многолучевых каналах распространения.

Литература

- 3GPP, Technical Specification Group Radio Access Network; Multiplexing and channel coding (FDD), TR25.212, Version 6.7.0., Dec. 2005.
- R. van Nee, R. Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications, Artech House, Boston-London, 2000.
- D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 58-66, April 2002.
- T. P. Krauss, M. D. Zoltowski, "Chip-level MMSE equalization at the edge of the cell", WCNC 2000 - IEEE Wireless Communications and Networking Conference, no. 1, September 2000 pp. 386-392
- Манелис В.Б., Каюков И.В. Эквалайзеры в широкополосных системах радиосвязи// Мобильные системы, 2007, №2, С.30-35.
- Y. Zhu, K. B. Letaief, "Single carrier frequency domain equalization with noise prediction for broadband wireless systems", GLOBECOM 2004 - IEEE Global Telecommunications Conference, no. 1, Dec 2004 pp. 7152-7152
- D. Garg and F. Adachi, "Packet Access Using DS-SS With Frequency-Domain Equalization" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 24, no. 1, pp. 161-170, Jan. 2006
- G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Commun., vol. 6, no. 3, pp. 311-335, 1998.
- G. D. Golden, C. 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, pp. 14-16, Jan. 1999.
- L. Mailaender, "Linear MIMO Equalization for CDMA Downlink Signals With Code Reuse" IEEE transactions on wireless communications, vol. 4, no. 5, pp.2423-2434, Sep. 2005
- Spatial Channel Model Text Description, SCM Text V7.0, Spatial Channel Model AHG (Combined ad-hoc from 3GPP & 3GPP2), August 19, 2003
- V. Jungnickel, Y.-S. Chang, V. Pohl, "Performance of MIMO rake receivers in WCDMA systems," IEEE Wireless Commun. and Networking Conference, Atlanta, USA, March 21-25, 2004.