

УДК 621.396

КОМПЕНСАЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ ВРАЩАТЕЛЬНО-ИНВАРИАНТНЫХ СИГНАЛОВ

П. Сяо¹, Х. Чжан², К. Коуэн³

¹*Centre for Communication Systems Research, University of Surrey,
Guildford, Surrey GU2 7XH, United Kingdom*

E-mail: p.xiao@surrey.ac.uk

²*Department of Information Science & Electronic Engineering, Zhejiang University,
Zheda Road 38, Hangzhou 310027, China*

³*Institute of Electronics, Communications and Information Technologies,
Queen's University Belfast,
Queen's Road, Belfast BT 3 9DT, United Kingdom*

Представлено несколько алгоритмов эквализации (выравнивания), использующих вращательно-зависимую природу принимаемых сигналов и направленных на подавление нежелательного эффекта межсимвольной интерференции в частотно-селективных каналах. Рассмотрена практическая реализация и применение данных алгоритмов в системе с реверсированием по времени и пространственно-временным блочным кодированием. Разработан алгоритм быстрого выравнивания для систем, использующих код с коррекцией ошибок. Показана эффективность предложенных эквалайзеров и турбоэквалайзеров в сравнении с традиционными схемами выравнивания при использовании в широкополосных радиоканалах общего доступа.

Ключевые слова: эквализация, межсимвольная интерференция, вращательно-зависимые сигналы, частотно-селективные каналы.

Введение. Одним из ограничивающих факторов при беспроводной передаче данных является наличие многомаршрутного канала между передатчиком и приёмником, в результате чего увеличивается межсимвольная интерференция (МСИ), ухудшается качество и снижается максимальная скорость передачи данных. Эту проблему можно решить с помощью технологии OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [1], в которой частотно-избирательный канал преобразуется в набор параллельных каналов с амплитудным замиранием. Другим эффективным способом решения проблемы, связанной с МСИ, является применение метода выравнивания, предлагаемого в данной работе.

Для комплексного случайного вектора \mathbf{r} моменты второго порядка полностью определяются его автокорреляционной матрицей $\mathbf{C} = E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H]$ либо псевдоавтокорреляционной матрицей $\tilde{\mathbf{C}} = E[\mathbf{r}\mathbf{r}^T]$ [2]. Здесь и далее будем считать, что запись вида $(\cdot)^H$, $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$ обозначает операцию эрмитова сопряжения, сопряжения и транспонирования соответственно. Большинство существующих исследований алгоритмов приёма используют только информацию, содержащуюся в автокорреляционной функции наблюдаемого сигнала. Псевдоавтокорреляционная матрица $\tilde{\mathbf{C}}$ обычно не рассматривается и в неявной форме полагается равной нулю. Такой подход считается наилучшим при работе с вращательно-инвариантными комплексными случайными процессами (т. е. когда псевдоавтокорреляция $\tilde{\mathbf{C}}$ стремится к нулю) [3], но недостаточно оптимальным в случае, когда передаваемые сигналы и/или результат их взаимодействия являются вращательно-зависимыми комплексными случайными процессами (т. е. $\tilde{\mathbf{C}}$ не равна нулю). В последнем случае качество линейного приёмника может быть улучшено с помощью расширенной линейной обработки (РЛО) [4]. В [5] показано, что для систем, предполагающих вещественнозначную конфигурацию с комплексными канальными коэффициентами, желание полностью использовать

информацию о статистиках второго порядка наблюдаемого процесса приводит к необходимости применения расширенной линейной обработки, когда принимаемый и комплексно-сопряжённый сигналы фильтруются отдельно, а конечный результат представляется в виде их линейной комбинации. Наши исследования показывают, что предложенные системы по эффективности превосходят системы, описанные на данный момент в литературе. Подход, рассмотренный в [5], применяется в [6] для получения расширенной линейной (РЛ) схемы выравнивания.

В данной работе представлен всесторонний анализ расширенной линейной обработки вращательно-зависимых сигналов: во-первых, обсуждается РЛ-эквализация в системе без кодирования; во-вторых, предложенные схемы распространяются на систему с пространственно-временным кодированием; в-третьих, приводится вариант РЛО, основанный на турбоэквалайзере, сочетающем в себе РЛ-эквалайзер и каналный декодер с программируемыми входом и выходом в итеративном исполнении.

РЛО для системы без кодирования. Опишем эквивалентный в основной полосе частот аналог рассматриваемой передающей системы. Сначала информационные биты посредством двоичной фазовой манипуляции (ДФМ) преобразуются в символы $\{b_n\}$, которые затем последовательно передаются по частотно-селективному каналу. Канал может быть смоделирован с помощью эквивалентной системы с немодулированной передачей, в которой цепочка «передающий фильтр—канал—принимающий фильтр» представлена дискретным трансверсальным фильтром из T ячеек с конечной импульсной характеристикой

$$h_n = \sum_{t=0}^{T-1} h_t \delta_{n-t},$$

где h_t обозначает комплексные канальные коэффициенты. Принимаемый сигнал имеет вид

$$r_n = \sum_{t=0}^{T-1} h_t b_{n-t} + v_n. \quad (1)$$

Передаваемый в момент времени n символ обозначен как b_n , а v_n — комплексный аддитивный белый гауссов шум (АБГШ) с нулевым средним и дисперсией N_0 .

Задачей приёмника является обнаружение переданных символов $\{b_n\}$ в принятом потоке $\{r_n\}$. Из (1) следует, что подлежащие обнаружению символы искажаются МСИ и АБГШ. В связи с этим эквалайзеру необходимо подавить МСИ и уменьшить процент ошибок. Далее обсуждаются традиционная линейная схема эквализации на основе минимальной среднеквадратической ошибки (МСКО), а также её улучшенная модификация.

Традиционная схема МСКО-выравнивания. Традиционный МСКО-эквалайзер (с $2L + 1$ ячейками и задержкой детектирования d) иллюстрируется рис. 1 и проектируется исходя из условия минимизации среднеквадратической ошибки (СКО) между выходом эквалайзера z_n и символом b_{n-d} [7]:

$$\epsilon_n = E\{|z_n - b_{n-d}|^2\} = E\{|\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n - b_{n-d}|^2\}. \quad (2)$$

Выход z_n определяется выражением

$$z_n = \sum_{k=0}^{2L} a_k^* r_{n-k} = \mathbf{a}^H \mathbf{r}_n,$$

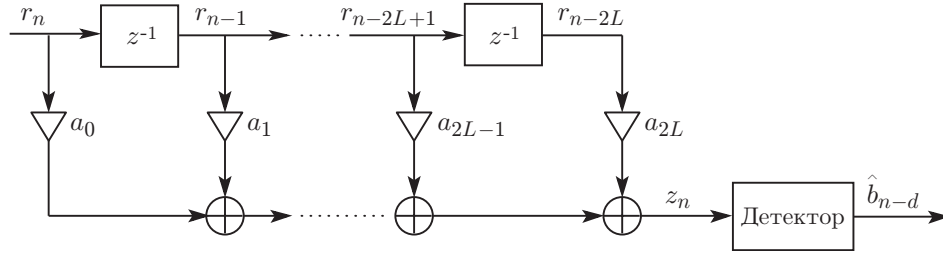


Рис. 1. МСКО-компенсатор, содержащий $2L + 1$ ячеек, с задержкой детектирования d

где $\mathbf{r}_n = [r_n \ r_{n-1} \ \dots \ r_{n-2L+1} \ r_{n-2L}]^T$ и $\mathbf{a} = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{2L-1} \ a_{2L}]^T$. Решение принимается в соответствии с выражением

$$\hat{b}_{n-d} = \text{sgn}(\text{Re}\{z_n\}) = \text{sgn}(\text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n\}).$$

Вектор коэффициентов \mathbf{a} вычисляется как [7]

$$\mathbf{a} = (E[\mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^H])^{-1} E[\mathbf{r}_n^H b_{n-d}] = \mathbf{C}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}^{-1} \mathbf{C}_{\mathbf{r}b},$$

где $\mathbf{C}_{\mathbf{r}b}$ — вектор кросскорреляции, а $\mathbf{C}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}^{-1}$ — матрица, обратная автокорреляционной матрице $\mathbf{C}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}$. Они вычисляются по следующим формулам:

$$\mathbf{C}_{\mathbf{r}\mathbf{r}} = E[\mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^H]; \quad \mathbf{C}_{\mathbf{r}b} = E[\mathbf{r}_n b_{n-d}]. \quad (3)$$

МСКО-компенсатор с РЛО. Для расширенного линейного МСКО-эквалайзера целевая функция записывается в виде

$$\epsilon'_n = E\{|z'_n - b_{n-d}|^2\} = E\{|\text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n\} - b_{n-d}|^2\}. \quad (4)$$

Причина такой модификации заключается в том, что выход традиционного МСКО-фильтра представляет собой комплексную величину. Однако в системе с вещественными сигналами для принятия решения имеет значение только вещественная составляющая выхода. Минимизация (4) приводит к лучшим результатам по сравнению с критерием, выражаемым соотношением (2), поскольку $\epsilon'_n < \epsilon_n$ [6]. В соответствии с этой исправленной МСКО-схемой решение принимается согласно выражению

$$\hat{b}_{n-d} = \text{sgn}(z'_n) = \text{sgn}(\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n + \mathbf{a}^T \mathbf{r}_n^*).$$

Известно, что

$$\text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n\} = \frac{1}{2}[\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n + (\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n)^*] = \frac{1}{2}[\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n + \mathbf{a}^T \mathbf{r}_n^*]. \quad (5)$$

Подставляя (5) в (4), получаем

$$\begin{aligned} \epsilon_n &= E\{|\text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n\} - b_{n-d}|^2\} = E\left\{\left|\frac{1}{2} \mathbf{a}^H \mathbf{r} + \frac{1}{2} \mathbf{a}^T \mathbf{r}^* - b_{n-d}\right|^2\right\} = \\ &= E\left\{\left(\frac{1}{2} \mathbf{a}^H \mathbf{r} + \frac{1}{2} \mathbf{a}^T \mathbf{r}^* - b_{n-d}\right) \left(\frac{1}{2} \mathbf{a}^H \mathbf{r} + \frac{1}{2} \mathbf{a}^T \mathbf{r}^* - b_{n-d}\right)^*\right\} = \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{4} \mathbf{a}^H \mathbf{C}_{rr} \mathbf{a} + \frac{1}{4} \mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{C}}_{rr} \mathbf{a}^* - \frac{1}{2} \mathbf{a}^H \mathbf{C}_{rb} + \frac{1}{4} \mathbf{a}^T \tilde{\mathbf{C}}_{rr}^* \mathbf{a} + \\ + \frac{1}{4} \mathbf{a}^T \mathbf{C}_{rr}^* \mathbf{a}^* - \frac{1}{2} \mathbf{a}^T \mathbf{C}_{rb}^* - \frac{1}{2} \mathbf{C}_{br} \mathbf{a} - \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{C}}_{br} \mathbf{a}^* + \sigma_b^2,$$

где \mathbf{C}_{rr} и \mathbf{C}_{rb} определяются из (3), а $\mathbf{C}_{br} = E\{b_{n-d} \mathbf{r}_n^H\}$ и $\tilde{\mathbf{C}}_{rr} = E\{\mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^T\}$. В случае передачи вещественных данных по каналу с комплексными коэффициентами псевдо-автокорреляционная матрица $\tilde{\mathbf{C}}_{rr}$ не равна нулю [6], поэтому использование вращательной зависимости принимаемого сигнала \mathbf{r}_n обеспечивает лучшее качество приёма. Дифференцируя ϵ_n по \mathbf{a} и приравнявая производную к нулю, получаем

$$\mathbf{a} = (\mathbf{C}_{rr} - \tilde{\mathbf{C}}_{rr} \mathbf{C}_{rr}^{T-1} \tilde{\mathbf{C}}_{rr}^H)^{-1} (\mathbf{C}_{rb} - \tilde{\mathbf{C}}_{rr} \mathbf{C}_{rr}^{T-1} \mathbf{C}_{rb}^*). \quad (6)$$

Разрешающий эквалайзер с обратной связью и РЛО. Рассмотрим, как РЛО может применяться в разрешающем эквалайзере с обратной связью (РЭОС). Выход РЛ РЭОС и целевая функция записываются в виде

$$z'_n = \text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{r}_n\} + \mathbf{g}^T \hat{\mathbf{b}}_n = \begin{bmatrix} 0,5\mathbf{a}^H & 0,5\mathbf{a}^T & \mathbf{g}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_n \\ \mathbf{r}_n^* \\ \hat{\mathbf{b}}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,5\mathbf{a} \\ 0,5\mathbf{a}^* \\ \mathbf{g} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{r}_n \\ \mathbf{r}_n^* \\ \hat{\mathbf{b}}_n \end{bmatrix} = \boldsymbol{\alpha}_g^H \mathbf{y}_n,$$

$$\epsilon_n = E\{|b_{n-d} - z'_n|^2\} = \boldsymbol{\alpha}_g^H \mathbf{C}_{yy} \boldsymbol{\alpha}_g - \boldsymbol{\alpha}_g^H \mathbf{C}_{yb} - \mathbf{C}_{by} \boldsymbol{\alpha}_g + \sigma_b^2, \quad (7)$$

где $\mathbf{g} = [g_0 \ g_1 \ \dots \ g_{M-1}]^T$ и $\hat{\mathbf{b}}_n = [\hat{b}_{n-1} \ \hat{b}_{n-2} \ \dots \ \hat{b}_{n-M}]^T$ — векторы коэффициентов фильтра с обратной связью и разрешающего фильтра с обратной связью соответственно. Остальные векторы и матрицы определяются в следующем виде:

$$\boldsymbol{\alpha}_g = [0,5\mathbf{a} \ 0,5\mathbf{a}^* \ \mathbf{g}]^T; \quad \mathbf{y}_n = [\mathbf{r}_n \ \mathbf{r}_n^* \ \hat{\mathbf{b}}_n]^T;$$

$$\mathbf{C}_{yy} = E\{\mathbf{y}_n \mathbf{y}_n^H\} = E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{r}_n \\ \mathbf{r}_n^* \\ \hat{\mathbf{b}}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_n^H & \mathbf{r}_n^T & \hat{\mathbf{b}}_n^H \end{bmatrix} \right\};$$

$$\mathbf{C}_{by} = E\{b_{n-d} \mathbf{y}_n^H\} = E \left\{ b_{n-d} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_n^H & \mathbf{r}_n^T & \hat{\mathbf{b}}_n^H \end{bmatrix} \right\};$$

$$\mathbf{C}_{yb} = E\{b_{n-d} \mathbf{y}_n\} = E \left\{ b_{n-d} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_n \\ \mathbf{r}_n^* \\ \hat{\mathbf{b}}_n \end{bmatrix} \right\}.$$

Приравнявая $\partial \epsilon_n / \partial \boldsymbol{\alpha}_g = (\mathbf{C}_{yy} \boldsymbol{\alpha}_g)^* - \mathbf{C}_{by}^T$ к нулю, получаем вектор коэффициентов для оптимального фильтра $\boldsymbol{\alpha}_g = \mathbf{C}_{yy}^{-1} \mathbf{C}_{yb}$.

Адаптивный РЛ-эквалайзер. Решение уравнения (7) может быть получено с помощью техник адаптивной фильтрации, например на основе метода наименьших квадратов (МНК) и рекурсивного метода наименьших квадратов (РМНК) [8], приводящих к РЛ МНК- и РЛ РМНК-компенсаторам. Первый из них может быть представлен в виде

$$\boldsymbol{\alpha}_{n+1} = \boldsymbol{\alpha}_n + \mu e_n \mathbf{y}_n, \quad e_n = b_{n-d} - \boldsymbol{\alpha}_n^H \mathbf{y}_n, \quad \mathbf{y}_n = [\mathbf{r}_n^* \quad \mathbf{r}_n \quad \hat{\mathbf{b}}_n]^T,$$

где μ — величина шага, которая обычно выбирается из условия $0 < \mu < 2/\lambda_{\max}$ (λ_{\max} — максимальное собственное значение матрицы \mathbf{C}_{yy}).

По сравнению с МНК алгоритм РМНК обладает более быстрой сходимостью за счёт использования данных предыдущих шагов. РЛ РМНК-эквалайзер может быть записан как

$$\mathbf{P}_0 = \delta^{-1} \mathbf{I}, \quad \boldsymbol{\alpha}_0 = \mathbf{0}, \quad e_n = b_{n-d} - z_n = b_{n-d} - \frac{1}{2} \mathbf{a}_{n-1}^H \mathbf{y}_n,$$

$$\boldsymbol{\pi}_n = \mathbf{P}_{n-1} \mathbf{y}_n, \quad \mathbf{k}_n = \frac{\boldsymbol{\pi}_n}{\lambda + \mathbf{y}_n^H \boldsymbol{\pi}_n},$$

$$\mathbf{P}_n = \lambda^{-1} [\mathbf{P}_{n-1} - \mathbf{k}_n \mathbf{y}_n^H \mathbf{P}_{n-1}], \quad \boldsymbol{\alpha}_n = \boldsymbol{\alpha}_{n-1} + e_n \mathbf{k}_n,$$

где δ — малая или большая положительная константа для высокого либо низкого отношения сигнал/шум соответственно.

Заметим, что схемы РЛ-экваллизации (как схемы РЭОС, так и адаптивные схемы) предполагают наличие фильтра с обратной связью и вещественными коэффициентами, в то время как фильтры в традиционных схемах РЭОС имеют комплексные коэффициенты.

Численные результаты. Приведём результаты экспериментов по оценке эффективности описанных алгоритмов. В моделировании использовался широкополосный фиксированный беспроводной канал (ШФБК) стандарта IEEE 802.16 [9]. В частности, рассматривалась трёхблочная модель канала SUI-3, созданная в университете г. Стэнфорда (США) и предложенная в [10]. Комплексные коэффициенты в канале меняются при переходе от одного блока данных к другому, но полагаются постоянными при передаче одного блока данных. На каждом шаге моделирования по методу Монте-Карло размер блока устанавливался равным 1000 символов ДФМ, передававшихся через ШФБК-каналы SUI-3. На рис. 2 и 3 графики получены путём усреднения результатов моделирования для 1000 канальных реализаций.

Рис. 2 показывает, что РЛ МСКО-компенсатор работает более эффективно, чем традиционный линейный МСКО-компенсатор. Увеличение показателя качества достигает 1 дБ. РЛ РЭОС превосходит по эффективности традиционный РЭОС. Здесь разница в качестве меньше, чем в случае МСКО-экваллизации, но по-прежнему существенна. Длина фильтра в наших моделях составляет восемь ячеек для МСКО-эквалайзера и пять ячеек в прямой и три в обратной цепях для РЭОС. На рисунке видно, что использование разрешающей обратной связи улучшает результат экваллизации и РЭОС в целом превосходит по качеству МСКО-эквалайзеры при одинаковой длине фильтра.

Различные схемы адаптивной экваллизации сравниваются на рис. 3. Улучшение качества при использовании РЛО отчётливо прослеживается для МНК. Увеличение показателя качества для РЛ МНК-компенсатора по сравнению с традиционным МНК может достигать 4 дБ. Для схемы РМНК-экваллизации рост показателя качества при использовании РЛО достигает 1,5 дБ.

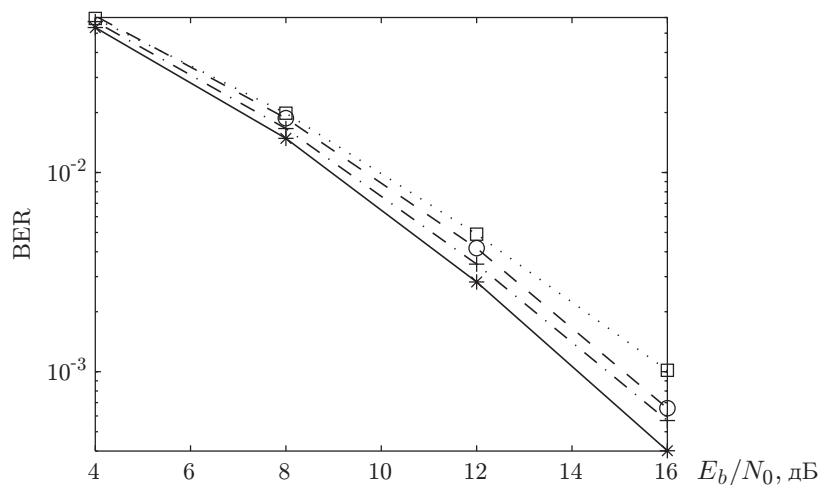


Рис. 2. Эффективность МСКО- и РЭОС-выравнивания для ШФБК-канала: МСКО-компенсатор, 8 ячеек (\square); РЛ МСКО-компенсатор, 8 ячеек (\circ); РЭОС, 5 ячеек в прямой и 3 ячейки в обратной цепях ($+$); РЛ РЭОС, 5 ячеек в прямой и 3 ячейки в обратной цепях ($*$) (BER (Bit Error Rate) — частота появления ошибочных битов)

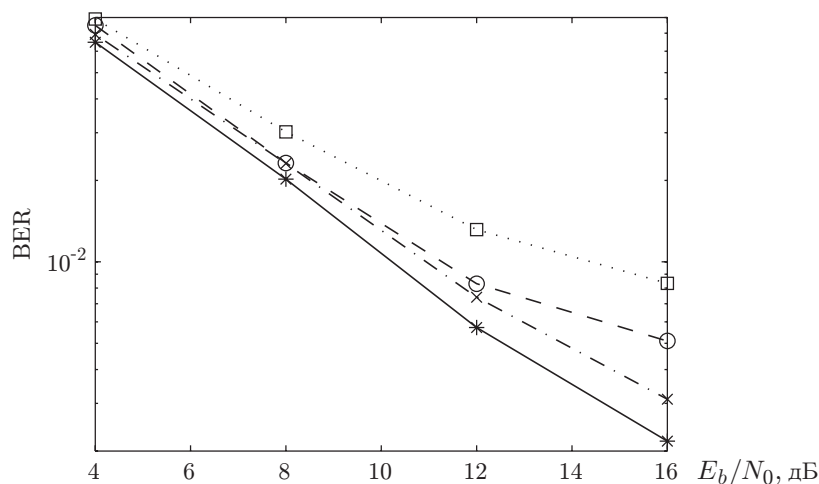


Рис. 3. Эффективность адаптивного выравнивания для ШФБК-канала: MНК-компенсатор, 5 ячеек в прямой и 3 ячейки в обратной цепях (\square); РЛ MНК-компенсатор, 5 ячеек в прямой и 3 ячейки в обратной цепях (\circ); PMНК-компенсатор, 5 ячеек в прямой и 3 ячейки в обратной цепях (\times); РЛ PMНК-компенсатор, 5 ячеек в прямой и 3 ячейки в обратной цепях ($*$)

Наконец, алгоритмы РЛ-компенсации сравниваются на рис. 4. Отчётливо видно, что РЛ MНК-алгоритм показывает наихудший результат, но является самым простым из рассматриваемых. Алгоритм РЛ PMНК обладает быстрой сходимостью и более приемлемым качеством по сравнению с РЛ MНК, однако он уступает неадаптивным РЛ МСКО- и РЛ РЭОС-компенсаторам при одинаковой длине фильтра. Качество РЛ РЭОС — наилучшее из всех РЛ-компенсаторов.

РЛО для системы с реверсированием по времени и пространственно-временным блочным кодированием (РВ ПВБК). Эффективным решением, удовлетворяющим требованиям высокой скорости и качества передачи данных, является использование подходов пространственно-временного кодирования [11, 12] с применением нескольких

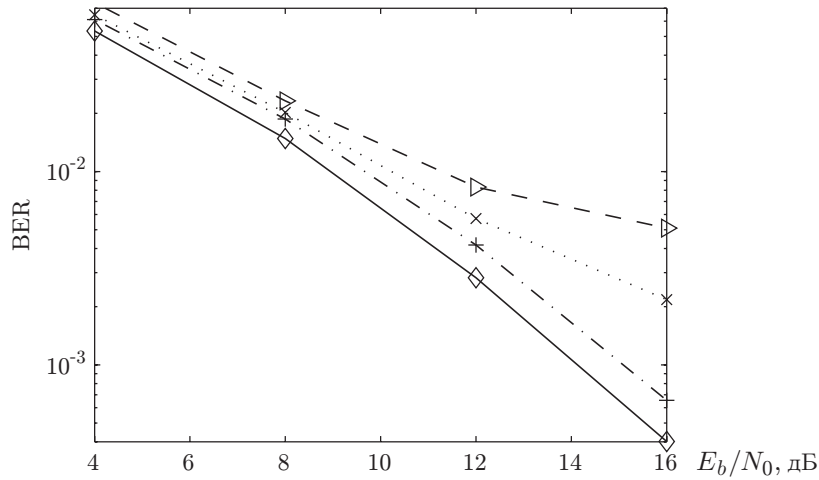


Рис. 4. Эффективность различных РЛ-компенсаторов для ШФБК-канала: РЛ МНК, 5 ячеек в прямой и 3 ячейки в обратной цепях (\triangleright); РЛ РМНК, 5 ячеек в прямой и 3 ячейки в обратной цепях (\times); РЛ МСКО, 8 ячеек ($+$); РЛ РЭОС, 5 ячеек в прямой и 3 ячейки в обратной цепях (\diamond)

антенн. Методы пространственно-временного кодирования изначально разрабатывались для каналов с амплитудным замиранием и не учитывали МСИ, возникающую в частотно-селективных каналах. В работе [13] схема передачи с разнесением и использованием двух антенн, предложенная в [12], была распространена на частотно-селективные каналы, в которых передаваемые сигналы кодируются в основном поблочно, а не посимвольно. Такой подход относится к РВ ПВБК.

Рассмотрим, как РЛО может применяться для повышения качества РВ ПВБК-систем. На рис. 5 показана схема прямой передачи в исследуемой РВ ПВБК-системе. Информационная последовательность $\mathbf{b}(t)$ преобразуется в ПВБК-последовательность символов $\mathbf{s}(t)$. В отличие от схемы из [12], в которой передаются два символа двумя антеннами в один момент времени, РВ ПВБК-кодер группирует символы в два блока \mathbf{S}_0 и \mathbf{S}_1 для каждой антенны, при этом каждый блок содержит $N + 1$ символов. Два символьных блока синхронно передаются двумя антеннами, при этом данные делятся на два временных кадра. В первом временном кадре передается блок $\mathbf{S}_0 = \{s_0(0), s_0(1), \dots, s_0(N)\}$ первой антенной и блок $\mathbf{S}_1 = \{s_1(0), s_1(1), \dots, s_1(N)\}$ второй антенной. Во втором временном кадре первая антенна передает инвертированную по времени комплексно-сопряженную и знакоизмененную версию последовательности \mathbf{S}_1 , обозначенную как $-\bar{\mathbf{S}}_1$, вторая антенна — инвертированную по времени комплексно-сопряженную последовательность \mathbf{S}_0 , обозначенную как $\bar{\mathbf{S}}_0$. Задачей приёмника является выделение полученной информационной последовательности $\mathbf{b}(t)$ по принятому наблюдению $\mathbf{y}(t)$, которое искажается МСИ и АБГШ-шумом $\mathbf{n}(t)$.

Рассмотрим случай использования двух передающих и одной принимающей антенн.

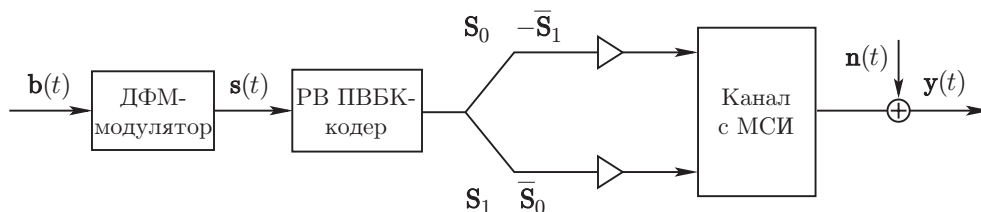


Рис. 5. Схема РВ ПВБК-системы

Канал между передающей $tx0$ и принимающей $rx0$ антеннами может быть представлен в виде дискретно-временного фильтра

$$h(z^{-1}) = \sum_{t=0}^{T-1} h_t z^{-t};$$

канал между передающей $tx1$ и принимающей $rx0$ антеннами может быть представлен как

$$c(z^{-1}) = \sum_{t=0}^{T-1} c_t z^{-t}.$$

Коэффициенты канала полагаются постоянными в процессе передачи одного блока данных. Принятые в течение первого и второго временных кадров сигналы $y_0(t)$ и $y_1(t)$ запишем в виде

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_0(t) \\ y_1(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} h(z^{-1}) & c(z^{-1}) \\ c^*(z) & -h^*(z) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}(z, z^{-1})} \underbrace{\begin{bmatrix} s_0(t) \\ s_1(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{s}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} n_0(t) \\ n_1(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{n}(t)}.$$

Схема принимающего алгоритма приведена на рис. 6. Сигнальный вектор $\mathbf{y}(t)$ пропускается через согласованный фильтр $\mathbf{H}^*(z, z^{-1})$. Разделённые символьные потоки $r_0(t)$ и $r_1(t)$ на выходе согласованного фильтра далее независимо обрабатываются компенсатором для получения оценок переданных символьных последовательностей $\tilde{s}_0(t)$ и $\tilde{s}_1(t)$, которые затем объединяются в одну последовательность и демодулируются для получения оценки переданных информационных битов $\{\hat{b}_n\}$. Более детальное описание РВ ПВБК-алгоритма и его приложений к ШФБК-системам можно найти в [13, 14].

Собственно алгоритм РВ ПВБК лишь разделяет символьные потоки по двум передающим антеннам. При этом не решается задача устранения МСИ в каждом из символьных потоков. Кроме того, перед принятием решения о переданных символах и битах необходимо провести подавление МСИ компенсатором, разделяющим символьные потоки $r_0(t)$ и $r_1(t)$. На рис. 7 показано сравнение качества линейного и расширенного линейного МСКО-компенсаторов (длина фильтра составляет пять ячеек в обоих случаях). На каждом шаге испытаний по методу Монте-Карло размер блока $N + 1$ задаётся равным 250 для последовательностей \mathbf{S}_0 и \mathbf{S}_1 , а коэффициент корреляции антенны — 0,4. Модельные кривые получены усреднением результатов по 1000 канальных реализаций. На рисунке видно, что предложенный РЛ-компенсатор обладает лучшим качеством по сравнению с традиционным линейным компенсатором в ШФБК-системе с РВ ПВБК. Рост показателя качества может превышать 1 дБ.

Расширенный линейный подход к турбоэквализации. Рассмотрим приложение РЛО в системах с канальным кодированием и предложим новый подход к турбоэква-

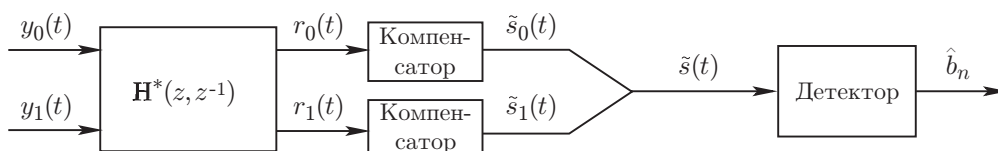


Рис. 6. Структурная схема приёмника для ШФБК-системы с ПВБК

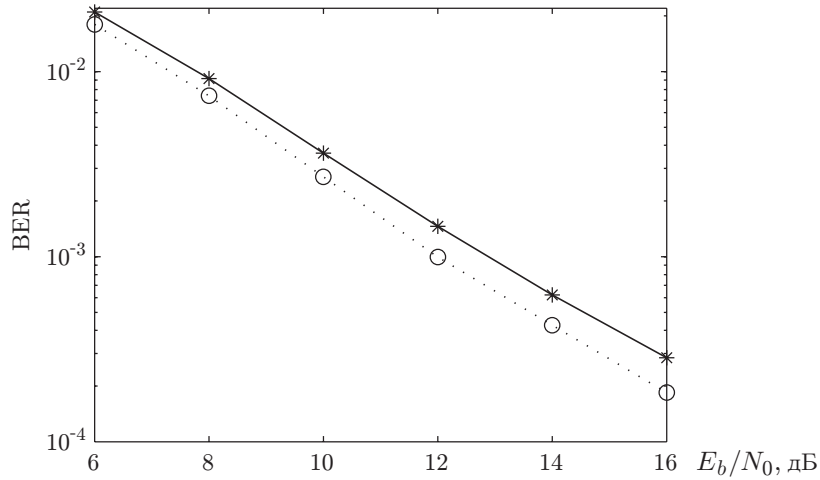


Рис. 7. Эффективность ШФБК-системы с РВ ПВБК: линейный (*) и предложенный (o) компенсаторы

лизации. Кратко опишем исследуемую передающую систему. Информационная последовательность $\{u_n\}$ сворачивается в кодовые биты $\{c_n\}$, которые затем перемежаются и преобразуются в ДФМ-символы $\{b_n\}$, передаваемые по МСИ-каналу. Схема турбокомпенсатора в приёмнике приведена на рис. 8. Принятый сигнал r_n поступает на вход компенсатора, в котором вычисляется логарифмическое отношение правдоподобия (ЛОП) величины b_n , обозначенное как $\lambda(b_n; O)$. Значения ЛОП группируются для получения $\lambda(c_n; I)$. Основываясь на программируемом входе $\lambda(c_n; I)$, каналный декодер SISO (Soft-Input, Soft-Output) вычисляет ЛОП для каждого информационного бита $\lambda(u_n; O)$ и каждого кодового бита $\lambda(c_n; O)$. ЛОП информационного бита используется для принятия решения о переданном информационном бите u_n на последнем шаге, а ЛОП кодовых битов группируются для получения величины $\lambda(b_n; I)$, поступающей на вход компенсатора на следующем шаге. Записи вида $\lambda(\cdot; I)$ и $\lambda(\cdot; O)$ обозначают входной и выходной порты декодера SISO соответственно. При нахождении ЛОП на выходе декодера могут применяться различные SISO-алгоритмы. В данной работе используется алгоритм Log-MAP. Далее алгоритм выравнивания будет описан более детально.

Очищенный от помех принятый вектор запишем в виде

$$\mathbf{r}'_n = \mathbf{r}_n - \mathbf{H}\bar{\mathbf{b}}_n = \mathbf{H}[\mathbf{b}_n - \bar{\mathbf{b}}_n] + \mathbf{v}_n,$$

где $\mathbf{r}_n = [r_n \ r_{n+1} \ \dots \ r_{n+L-1}]^T$, $\mathbf{v}_n = [v_n \ v_{n+1} \ \dots \ v_{n+L-1}]^T$ обозначают при-

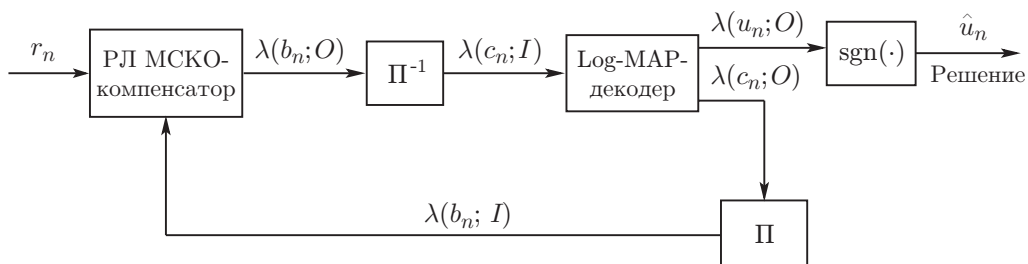


Рис. 8. Схема предложенного турбокомпенсатора

нятый и шумовой векторы соответственно. Векторы \mathbf{b}_n и $\bar{\mathbf{b}}_n$ определяются как

$$\mathbf{b}_n = [b_{n-L+1} \quad \dots \quad b_{n-1} \quad b_n \quad b_{n+1} \quad \dots \quad b_{n+L-1}]^T,$$

$$\bar{\mathbf{b}}_n = [\bar{b}_{n-L+1} \quad \dots \quad \bar{b}_{n-1} \quad 0 \quad \bar{b}_{n+1} \quad \dots \quad \bar{b}_{n+L-1}]^T,$$

где последний содержит оценку искажённых символов на предыдущем шаге. Процесс получения $\bar{\mathbf{b}}_n$ будет описан далее. Канальная матрица задаётся в виде

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & h_{L-2} & \dots & h_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{L-1} & \dots & h_1 & h_0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & h_{L-1} & h_{L-2} & \dots & h_0 \end{bmatrix}.$$

Для дальнейшего подавления остаточных искажений в \mathbf{r}'_n применяется безынерционный линейный МСКО-фильтр, вычисляющий величину $z_n = \mathbf{w}_n^H \mathbf{r}'_n$, где вектор коэффициентов фильтра \mathbf{w}_n выбирается из условия минимизации $e_n^L = E\{[b_n - \mathbf{w}_n^H \mathbf{r}'_n]^2\}$. При использовании РЛО необходимо заменить эту целевую функцию следующей:

$$e_n^{WL} = E\{[b_n - \text{Re}\{\mathbf{w}_n^H \mathbf{r}'_n\}]^2\}. \quad (9)$$

В [6] показано, что условие $e_n^{WL} < e_n^L$ обеспечивает улучшение качества компенсатора. Для нахождения решения (9) преобразуем

$$\text{Re}\{\mathbf{w}_n^H \mathbf{r}'_n\} = \frac{1}{2}[\mathbf{w}_n^H \mathbf{r}'_n + (\mathbf{w}_n^H \mathbf{r}'_n)^*] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_n \\ \mathbf{w}_n^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{r}'_n \\ \mathbf{r}'_n^* \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \boldsymbol{\alpha}_n^H \mathbf{y}_n$$

(здесь $\boldsymbol{\alpha}_n = [\mathbf{w}_n \quad \mathbf{w}_n^*]^T$ и $\mathbf{y}_n = [\mathbf{r}'_n \quad \mathbf{r}'_n^*]^T$). Подставив полученное выражение в (9), будем иметь

$$\begin{aligned} \epsilon_n^{WL} &= E\{|\text{Re}\{\mathbf{w}_n^H \mathbf{r}'_n\} - b_n|^2\} = E\left\{\left(\frac{1}{2} \boldsymbol{\alpha}_n^H \mathbf{y}_n - b_n\right) \left(\frac{1}{2} \boldsymbol{\alpha}_n^H \mathbf{y}_n - b_n\right)^*\right\} = \\ &= \frac{1}{4} \boldsymbol{\alpha}_n^H \mathbf{C}_{yy} \boldsymbol{\alpha}_n - \frac{1}{2} \boldsymbol{\alpha}_n^H \mathbf{C}_{yb} - \frac{1}{2} \mathbf{C}_{by} \boldsymbol{\alpha}_n + \sigma_b^2, \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{yy} &= E\{\mathbf{y}_n \mathbf{y}_n^H\} = E\left\{\begin{bmatrix} \mathbf{r}'_n \\ \mathbf{r}'_n^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}'_n{}^H & \mathbf{r}'_n{}^T \end{bmatrix}\right\} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\mathbf{r}'\mathbf{r}'} & \tilde{\mathbf{C}}_{\mathbf{r}'\mathbf{r}'} \\ \tilde{\mathbf{C}}_{\mathbf{r}'\mathbf{r}'}^* & \mathbf{C}_{\mathbf{r}'\mathbf{r}'}^* \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}\mathbf{V}_n\mathbf{H}^H + N_0\mathbf{I} & \mathbf{H}\mathbf{V}_n\mathbf{H}^T \\ \mathbf{H}^*\mathbf{V}_n\mathbf{H}^H & \mathbf{H}^*\mathbf{V}_n\mathbf{H}^T + N_0\mathbf{I} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{C}_{yb} &= \mathbf{C}_{by}^H = E\{\mathbf{y}_n b_n\} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\mathbf{r}'b} \\ \tilde{\mathbf{C}}_{\mathbf{r}'b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h} \\ \mathbf{h}^* \end{bmatrix}; \end{aligned} \quad (11)$$

$$\mathbf{h} = [h_0 \quad h_1 \quad \dots \quad h_{L-1}]^T ;$$

$$\mathbf{V}_n = \text{diag} \{ [1 - |\bar{b}_{n-L+1}|^2 \quad \dots \quad 1 - |\bar{b}_{n-1}|^2 \quad 1 \quad 1 - |\bar{b}_{n+1}|^2 \quad \dots \quad 1 - |\bar{b}_{n+L-1}|^2] \} .$$

Дифференцируя ϵ_n^{WL} из (10) по переменной $\boldsymbol{\alpha}_n$ и приравнявая производную к нулю, получим коэффициенты вектора для оптимального фильтра и его результирующий выход:

$$\boldsymbol{\alpha}_{\text{opt}} = \begin{bmatrix} \mathbf{w} \\ \mathbf{w}^* \end{bmatrix} = 2\mathbf{C}_{yy}^{-1}\mathbf{C}_{by}^H = 2\mathbf{C}_{yy}^{-1}\mathbf{C}_{yb}; \quad (12)$$

$$z_n = \frac{1}{2}\boldsymbol{\alpha}_{\text{opt}}^H \mathbf{y}_n .$$

Заметим, что при использовании традиционного линейного МСКО-алгоритма вектор коэффициентов фильтра вычисляется только с помощью автокорреляции наблюдаемого сигнала $\mathbf{C}_{\mathbf{r}'\mathbf{r}'}$ и кросскорреляции между наблюдаемым и прогнозируемым сигналами $\mathbf{C}_{\mathbf{r}'b}$, т. е. $\mathbf{w}_n = \mathbf{C}_{\mathbf{r}'\mathbf{r}'}^{-1}\mathbf{C}_{\mathbf{r}'b} = \mathbf{C}_{\mathbf{r}'\mathbf{r}'}^{-1}\mathbf{h}$. Псевдоавтокорреляционная $\tilde{\mathbf{C}}_{\mathbf{r}'\mathbf{r}'}$ и псевдокросскорреляционная $\tilde{\mathbf{C}}_{\mathbf{r}'b}$ матрицы в неявном виде предполагаются равными нулю. Однако это допущение неприменимо при передаче вещественных данных по каналу с комплексными коэффициентами. Пренебрежение вращательно-зависимыми свойствами сигнала приводит к субоптимальным решениям. Из (11) и (12) следует, что возрастание вычислительной сложности с применением РЛО вызвано обращением матрицы \mathbf{C}_{yy} размера $2L \times 2L$, в то время как в традиционном МСКО-компенсаторе выполняется обращение матрицы $\mathbf{C}_{\mathbf{r}'\mathbf{r}'}$ размера $L \times L$.

Программная оценка бита b_n , обозначенная \bar{b}_n , вычисляется с использованием выхода РЛ-фильтра таким образом, что отпадает необходимость в устранении искажений и организации итерационного процесса. В [15] показано, что выход МСКО-фильтра z_n может быть аппроксимирован случайной гауссовой переменной со средним μ и дисперсией σ_η^2 , т. е. $z_n = \mu b_n + \eta$, где $\eta \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\eta^2)$. Параметры μ , σ_η^2 могут быть определены исходя из ожидаемой интерференции символов и шумового вектора канала:

$$\mu = E\{z_n b_n\} = E \left\{ \frac{1}{2}\boldsymbol{\alpha}_{\text{opt}}^H \begin{bmatrix} \mathbf{H}[\mathbf{b}_n - \bar{\mathbf{b}}_n] + \mathbf{v}_n \\ \mathbf{H}[\mathbf{b}_n - \bar{\mathbf{b}}_n]^* + \mathbf{v}_n^* \end{bmatrix} b_n \right\} = \frac{1}{2}\boldsymbol{\alpha}_{\text{opt}}^H \mathbf{C}_{yb},$$

$$\sigma_\eta^2 = \text{var}[z_n] = E\{z_n^2\} - \mu^2 = \frac{1}{4}\boldsymbol{\alpha}_{\text{opt}}^H \mathbf{C}_{yy} \boldsymbol{\alpha}_{\text{opt}} - \mu^2 =$$

$$= \mathbf{C}_{yb}^H \mathbf{C}_{yy}^{-1} \mathbf{C}_{yy} \mathbf{C}_{yy}^{-1} \mathbf{C}_{yb} - \mu^2 = \mu - \mu^2 .$$

Следовательно, условная функция плотности вероятности (ФПВ) выхода компенсатора может быть представлена в виде

$$f(z_n | b_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\eta} \exp \left(-\frac{|z_n - \mu b_m|^2}{2\sigma_\eta^2} \right),$$

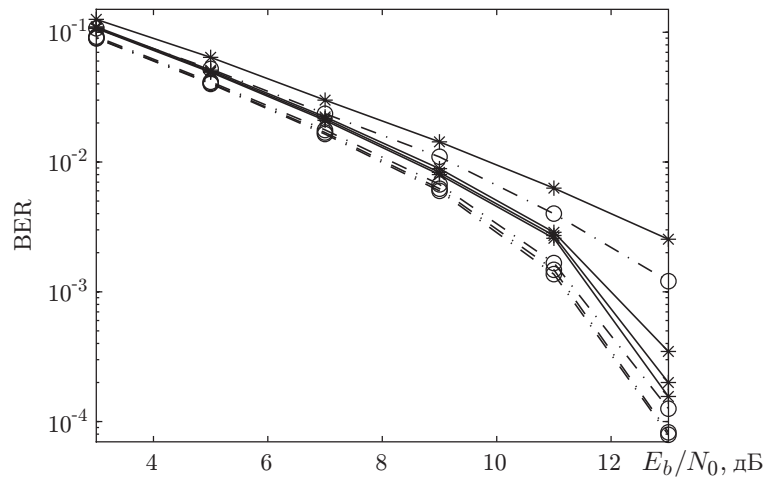


Рис. 9. Эффективность ШФБК-системы с РВ ПВБК: линейный МСКО-турбокомпенсатор (*) и РЛ МСКО-турбокомпенсатор (o)

а ЛОП и расчётная оценка бита b_n рассчитываются как

$$\lambda(b_n) = \ln \frac{f(z_n | b_n = +1)}{f(z_n | b_n = -1)} = \frac{2\operatorname{Re}\{z_n\}}{1 - \mu}; \quad (13)$$

$$\bar{b}_n = \tanh(\lambda(b_n)/2).$$

Далее сравним эффективность предложенного подхода со схемой линейной МСКО-турбокомпенсации, представленной в [15]. Заметим, что данные схемы идентичны при однопользовательском режиме работы системы. В моделировании использовался свёрточный код с половинной скоростью отхода максимальной свободной дистанции при кодовом ограничении длины 5, а также генератор полиномов (23, 35) в восьмеричной форме. На каждом шаге испытаний Монте-Карло размер блока задавался равным 2044 информационным битам с сопровождающими эту дискретную посылку 4 служебными битами, что соответствует $2048 \times 2 = 4096$ кодовым битам. Далее информационные биты сжимаются компрессором случайного потока и передаются по каналу с МСИ. На рис. 9 показана сравнительная эффективность ШФБК-канала SUI-3. Графики получены путём усреднения результатов моделирования для 500 канальных реализаций. В каждом случае требовалось всего лишь три итерации, для того чтобы алгоритм сошёлся. Когда система стабилизируется, выигрыш в показателе качества при использовании РЛО составляет 0,5 дБ по сравнению с традиционным линейным МСКО-алгоритмом при частоте ошибочных битов (BER) в диапазоне от 10^{-3} до 10^{-4} .

Те же два метода сравниваются (рис. 10) для случая статичного канала с пятью ячейками и импульсной характеристикой в виде

$$h[n] = (2 - 0,4j)\delta[n] + (1,5 + 1,8j)\delta[n - 1] + \\ + \delta[n - 2] + (1,2 - 1,3j)\delta[n - 3] + (0,8 + 1,6j)\delta[n - 4].$$

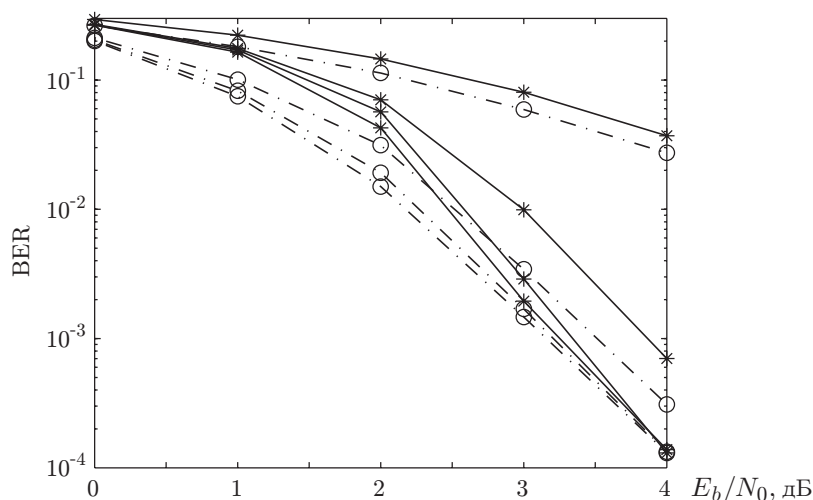


Рис. 10. Сравнение алгоритмов турбовывравнивания для статичного канала из 5 ячеек: линейный МСКО-турбокомпенсатор (*) и РЛ МСКО-турбокомпенсатор (о)

Канал нормализован так, что

$$P = \sum_{n=0}^4 |h[n]|^2 = 1.$$

В каждом случае алгоритм сходится после четырёх итераций. В сравнении с начальной итерацией при одномоментной эквализации и Log-MAP-декодировании последовательная турбоэквализация даёт лучший результат. РЛ-турбокомпенсатор в основном превосходит по качеству линейный аналог, исключая точку $E_b/N_0 = 4$ дБ в области сходимости. Выигрыш в качестве наиболее очевиден на втором шаге.

Заключение. В данной работе применена техника расширенной линейной обработки сигнала для частотно-селективных каналов и предложено несколько РЛ-алгоритмов выравнивания, построенных на основе модификации критерия наименьших квадратов. Проведена оценка предложенных РЛ-алгоритмов как в одноканальной системе (один вход — один выход), так и в ШФБК-системе с РВ ПВБК. Показано, что данные алгоритмы обладают лучшими показателями качества по сравнению с традиционными компенсаторами. Предложен РЛО-алгоритм турбовывравнивания, превосходящий по качеству турбокомпенсатор с традиционным фильтром. Данные алгоритмы с РЛО могут быть использованы на практике для более эффективного подавления МСИ и повышения производительности системы связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Koffman I., Roman V.** Broadband fixed wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16 // IEEE Commun. Magazine. 2002. **40**, N 4. P. 96–103.
2. **Schreier P., Scharf L., Mullis C.** Detection and estimation of improper complex random signals // IEEE Trans. Inform. Theory. 2005. **51**, N 1. P. 306–312.
3. **Neeser F., Massey J.** Proper complex random processes with applications to information theory // IEEE Trans. Inform. Theory. 1993. **39**, N 4, P. 1293–1302.

4. **Picinbono B., Chevalier P.** Widely linear estimation with complex data // IEEE Trans. Signal Process. 1995. **43**, N 8. P. 2030–2033.
5. **Buzzi S., Lops M., Tulino A.** A new family of MMSE multiuser receivers for interference suppression in DS/CDMA systems employing BPSK modulation // IEEE Trans. Commun. 2001. **49**, N 1. P. 154–167.
6. **Gerstacker W., Schober R., Lampe A.** Receivers with widely linear processing for frequency-selective channels // IEEE Trans. Commun. 2003. **51**, N 9. P. 1512–1523.
7. **Proakis J.** Digital communications. N. Y.: McGraw-Hill, 1995. 912 p.
8. **Haykin S.** Adaptive filter theory. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002. 936 p.
9. **IEEE 802.16.** Working Group on Broadband Wireless Access Standards. 2002.
URL: <http://grouper.ieee.org/groups/802/16/> (дата обращения: 15.03.2011).
10. **Erceg V.** An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments // IEEE JSAC. 1999. **17**, N 7. P. 1205–1211.
11. **Tarokh V., Seshadri N., Calderbank A.** Space-time codes for high data rates wireless communications: performance criterion and code construction // IEEE Trans. Inform. Theory. 1998. **44**, N 2. P. 744–765.
12. **Alamouti A.** A simple transmit diversity technique for wireless communications // IEEE Journ. Selected Areas in Commun. 1998. **16**, N 8. P. 1451–1458.
13. **Lindskog E., Paulraj A.** A transmit diversity scheme for channels with intersymbol interference // IEEE Intern. Conf. on Communications. June, 2002. Vol. 1. P. 307–311.
14. **Xiao P., Carrasco R., Wassell I.** Time reversal space-time block coding for FWA systems // Intern. Conf. on Wireless and Mobile Communications. July, 2006. P. 51
15. **Tüchler M., Koetter R., Singer A.** Turbo equalization: principles and new results // IEEE Trans. Commun. 2002. **50**, N 5. P. 754–767.

Поступила в редакцию 15 марта 2011 г.
