

УДК 621.391

## АДАПТАЦИЯ ПИЛОТ СТРУКТУРЫ И ДЛИНЫ ЗАЩИТНОГО ИНТЕРВАЛА OFDM СИГНАЛА К ИЗМЕНЯЮЩИМСЯ КАНАЛЬНЫМ УСЛОВИЯМ

*Манелис В.Б., к.ф.-м.н., в.н.с. ООО «АРК-Радио», vldman@mail.ru.*

*Каюков И.В., к.т.н., руководитель лаборатории ООО «АРК-Радио», ikaioukov@gmail.com*

**Ключевые слова:** OFDM, адаптация, пилот структура, защитный интервал, спектральная эффективность.

### Введение

В последнее время широкое распространение получили многочастотные системы (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [1]. В OFDM системах передаваемый поток данных разделяется на несколько низкоскоростных потоков, которые передаются на различных поднесущих. При этом можно увеличивать скорость передачи данных, не уменьшая длительность символа и сохраняя межсимвольную помеху на приемлемо низком уровне. OFDM системы имеют также и другие преимущества по сравнению с традиционными одночастотными системами: устойчивость к частотно-селективным замираниям, простота цифровой реализации и др.

Эти системы часто используют когерентный прием, который требует информацию о частотном отклике канала распространения. Оценка канала на приемной стороне выполняется с помощью известных (пилот) символов, некоторым образом распределенных в частотно-временной области. Качество оценки канала в значительной степени определяется структурой пилот сигнала (числом пилот символов и их расположением в частотно-временной области) и является ключевым фактором эффективной работы OFDM системы. Поэтому оптимизация структуры пилот сигнала в зависимости от скорости изменений во времени и частотно-селективных свойств канала распространения является важной задачей при проектировании OFDM систем. С увеличением числа пилот символов улучшается качество оценки канала, однако увеличивается также непроизводительный ресурс системы. Оптимальная пилот структура OFDM системы представляет собой компромисс между этими факторами.

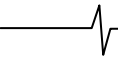
Для устранения межсимвольных помех каждый OFDM символ содержит защитный интервал (CP - cyclic prefix), который представляет собой последние  $L_{CP}$  отсчетов этого символа. Длина защитного интервала должна выбираться равной длительности импульсного отклика канала  $h(t)$ . Если длина защитного интервала меньше, появляются межсимвольные помехи, снижающие качество приема; если больше – необоснованно увеличивается доля неинформационной части сигнала. Обычно при проектировании OFDM системы величина защитного интервала фиксируется в соответствии с максимально ожидаемой длиной импульсного отклика канала. При этом она может достигать 1/8 или даже 1/4 длительности OFDM символа. То есть непроизводительный ресурс системы из-за защитного интервала может быть достаточно большим.

*Предложен алгоритм адаптации длины защитного интервала и плотности пилот символов во временной и частотной областях OFDM сигнала. Адаптация основана на информации о частоте фединга и длине импульсного отклика канала пространства. Показано, что по сравнению с фиксировано установленными пилот структурой и длиной защитного интервала их адаптация снижает неинформативную долю сигнала и обеспечивает существенный выигрыш в спектральной эффективности OFDM системы*

OFDM системы могут функционировать в различных канальных условиях. Для достижения высокой пропускной способности и надежности передачи данных они должны адаптивно подстраиваться к состоянию канала. Традиционными адаптивно подстраиваемыми параметрами являются способ модуляции, скорость кодирования, а также мощность сигнала. Кроме того, основываясь на информации о частоте фединга и длине канала, передатчик может устанавливать также такие пилот структуру и длину защитного интервала, которые максимизируют спектральную эффективность системы. Информацию о частоте фединга и длине канала в режиме частотного дуплекса передатчик получает с приемной стороны, а в режиме временного дуплекса осуществляет их измерение самостоятельно.

Цель данной работы – разработка и анализ алгоритма адаптации пилот структуры и длины защитного интервала к изменяющимся канальным условиям.

Оптимизация пилот структуры OFDM систем рассматривалась в [2-7]. В некоторых работах оптимизация пилот структуры выполнялась только в частотной области для постоянных во времени или квазистатических каналов [2,3]. В результате минимизации среднего квадрата ошибки оценки импульсного отклика канала получено оптимальное число пилот поднесущих, определяемое длиной канала. Поскольку схема предполагала изменение канала лишь в одном измерении, она не могла быть использована для двумерного случая, когда нужно учитывать изменения канала как в частотном, так и во временном направлении. Оптимизация пилот структуры в частотно-временной области для изменяющегося во времени частотно-селективного канала в [4,5] выполнялась при условии фиксированной плотности пилот символов. При быстрых изменениях канала во временном и частотном направлениях такой подход приводит к существенному ухудшению точности оценки канала и, как следствие, значительному снижению пропускной способности OFDM системы. Кроме того, в [5] требуется точное знание моментов доплеровского спектра и профиля многолучевости. Получение такой информации часто бывает затрудни-



тельными. В [6] анализ пилот структуры выполнялся для алгоритма оценки канала на основе винеровской двумерной интерполяции. Такая оценка канала сложна для реализации. Известно [7], что при фиксированной сложности реализации оценка канала с использованием двух последовательных 1-D интерполяторов (в частотной и временной области) предпочтительнее, чем на основе двумерной 2-D интерполяции.

В данной работе мы следуем этой 2x1-D концепции. Принято эквидистантное расположение пилот символов как в частотной, так и во временной области в соответствии со структурой, представленной на рис. 1, часто используемой в OFDM системах [1,5,7,8]. Интерполяция во временной области выполняется в соответствии с байесовским алгоритмом, в частотной области – в соответствии с алгоритмом максимального правдоподобия, не требующим знания профиля многолучевости [9,10].

Адаптация пилот структуры и защитного интервала выполняется на основе результатов максимизации спектральной эффективности OFDM системы [11,12] и заключается в выборе длины защитного интервала и расстояния между пилот символами во временной и частотной областях из некоторого набора их возможных значений в зависимости от доплеровской частоты и длины канала.

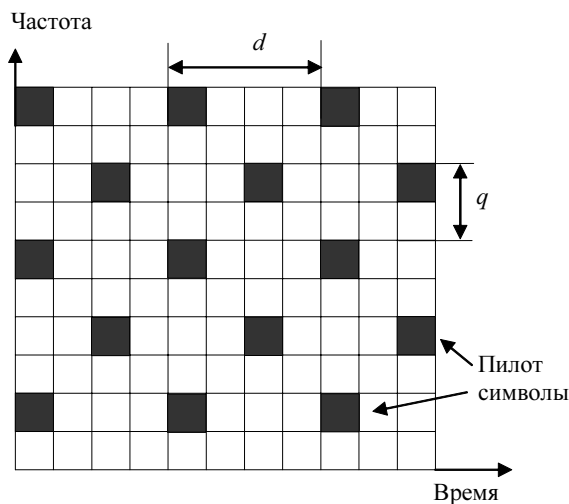


Рис. 1. Структура пилот символов OFDM сигнала

### Анализ спектральной эффективности OFDM системы

Рассмотрим OFDM систему, использующую  $N$  поднесущих для параллельной передачи символов данных (рис. 2).

Над каждым передаваемым блоком  $N$  модулированных символов осуществляется обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ). В результате формируется  $N$ -мерный вектор отсчетов во временной области, расстояние между отсчетами –  $T_s = 1/F$ ,  $F$  – ширина полосы сигнала. Для устранения межсимвольных помех к началу полученного вектора добавляется защитный интервал. Сформированный таким образом OFDM символ передается в канал. На приемной стороне осуществляют последовательно-параллельное преобразование отсчетов принимаемого OFDM символа. При этом отсчеты защитного интервала удаляются, а оставшиеся отсчеты подвергаются дискретному преобразованию Фурье (ДПФ) размерностью  $N$ . В результате для принимаемого сигнала на  $n$ -ой поднесущей  $k$ -го OFDM символа имеем

$$X_{n,k} = b_{n,k} H_{n,k}^{(0)} + w_{n,k}, \quad (1)$$

$\mathbf{H}_k^{(0)} = \{H_{n,k}^{(0)}\}$  – частотный отклик канала, который представляет собой ДПФ от вектора отсчетов импульсного отклика канала

$$\mathbf{h}_k = \{h_{0,k}, h_{1,k}, \dots, h_{L-1,k}\}^T, \quad n = \overline{0, N-1},$$

$L$  – длина импульсного отклика канала в отсчетах,  $b_{n,k}$  – переданный информационный или пилот символ,  $w_{n,k}$  – белый гауссовский шум.

Оценка канала (канальных параметров)  $P_{n,k}$  для пилот символов, вставленных в известные позиции частотно-временной области  $(n, k)$ , равна

$$P_{n,k} = X_{n,k} / b_{n,k}, \quad (2)$$

где  $b_{n,k}$  – передаваемый пилот символ.

Когерентный прием данных требует оценки частотного отклика канала  $H_{n,k}$  для информационных символов. Эта оценка осуществляется посредством интерполяции по величинам (2). При этом в соответствии с концепцией 2x1-D интерполяция выполняется отдельно во временной и в частотной областях.

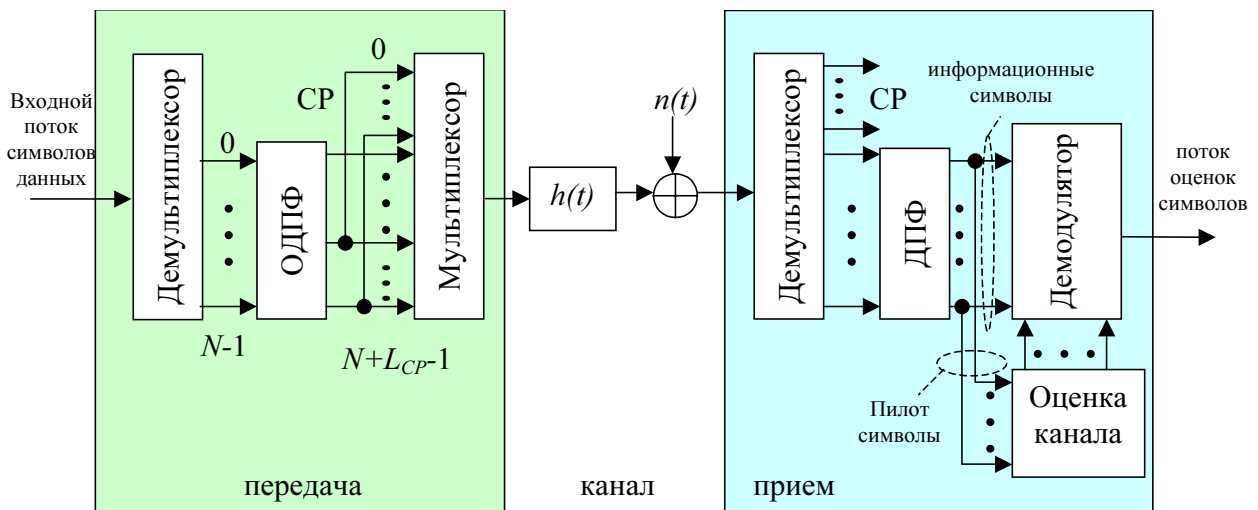


Рис. 2. Структурная схема OFDM системы

Причем сначала осуществляется интерполяция во временной области для тех поднесущих, которые содержат пилот символы [8]. Интерполяция выполняется в соответствии с байесовским алгоритмом (по минимуму среднего квадрата ошибки). Она требует информацию о доплеровской частоте  $f_D$  и отношении сигнал-шум по мощности  $Z$  и может быть записана как

$$Y_k = \mathbf{VQ}^{-1}\mathbf{P}, \tag{3}$$

где  $Y_k$  – результат интерполяции для  $k$ -го OFDM символа рассматриваемой поднесущей, номер которой для простоты опущен,

$$\mathbf{P} = (P_{k+l-ld}, \dots, P_{k+l-d}, P_{k+l}, P_{k+l+d}, \dots, P_{k+l+(l-1)d})$$

– вектор канальных коэффициентов пилот символов (2), используемых для интерполяции,  $2l$  – число этих пилот символов,  $d$  – расстояние между соседними пилот символами поднесущей,  $l$  – расстояние от интерполируемого  $k$ -го OFDM символа до ближайшего прошедшего пилот символа,

$$\mathbf{V} = (J_0[2\pi f_D T(l-ld)], \dots, J_0[2\pi f_D Tl], \dots, J_0[2\pi f_D Tl+(l-1)d])$$

– вектор кросс-корреляции, определяемый расстоянием между интерполируемым информационным и опорными пилот символами,  $J_0(\cdot)$  – функция Бесселя нулевого порядка первого рода,

$$\mathbf{Q} = \{Q_{i,m} = J_0[2\pi f_D Td(i-m)] + \delta_{i,m}/Z, \quad i, m = \overline{1, 2l}\}$$

– автокорреляционная матрица пилот символов, определяемая расстояниями между ними,  $\delta_{i,m}$  – символ Кронекера.

Затем для каждого OFDM символа по опорным тонам, полученным в результате первой интерполяции, осуществляется интерполяция в частотной области. Она выполняется в соответствии с методом максимального правдоподобия [9,10]. Этот метод не требует знания профиля многолучевости и при больших отношениях сигнал-шум близок по характеристикам к байесовскому методу. Интерполяция в частотной области для OFDM символа, номер которого для простоты опущен, может быть представлена как

$$\mathbf{H} = \mathbf{G}(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{Y}, \tag{4}$$

где  $\mathbf{Y}$  – вектор опорных тонов, позиции которых  $(i-1)q$ ,  $i = \overline{1, N_p}$  соответствуют тем поднесущим, где выполнена интерполяция во временной области (где есть пилот символы),  $q$  – период пилот поднесущих,

$N_p = \text{floor}(N/q)$  – число опорных пилот тонов OFDM символа,

$$\mathbf{B} = \{\exp(-j2\pi(i-1)q(m-1)/N), \quad i = \overline{1, N_p}, m = \overline{1, L}\},$$

$$\mathbf{G} = \{\exp(-j2\pi(n-1)(k-1)/N), \quad n = \overline{1, N}, k = \overline{1, L}\}.$$

Оценка канала (4) используется при демодуляции данных.

В [11] выполнялась оптимизация параметров плотности пилот символов во временной  $d$  и в частотной области  $q$  при различных видах модуляции, различных значениях длины канала  $\tau$ , частоты Доплера  $f_D$  и различных отношениях сигнал-шум. Исследование показало, что существует область параметров плотности пилот символов

$$f_D T d = 0.2 \div 0.4, \quad \tau F_s q = 0.2 \div 0.4, \tag{5}$$

в пределах которой значения спектральной эффективности близки к максимуму при любых рассмотренных в работе условиях. В (5)  $T = T_s(N + L_{CP})$  – длительность OFDM символа,  $F_s = F/N$  – разность частот соседних поднесущих. В пределах приведенной области проигрыш максимальному значению спектральной эффективности не превышает 5%. При  $f_D T d > 0.4$  или  $\tau F_s q > 0.4$  введенных пилот символов становится недостаточно, качество оценки канала резко падает, и наблюдается существенное снижение спектральной эффективности. В то же время заметим, что оптимальная по спектральной эффективности пилот структура может не обеспечивать высокую точность оценки канала, если для этого требуется очень большое число пилот символов. Это иллюстрируется на рис. 3, где показана зависимость вероятности пакетной ошибки  $PER$  и спектральной эффективности  $W$  от отношения сигнал-шум для OFDM системы с  $N=128$ ,  $L_{CP}=16$ , скоростью кодирования  $R=1/2$ , модуляцией 16-QAM в двухлучевом канале,  $f_D T = 0.025$ ,  $\tau F = 12$ . Приведены кривые для двух различных наборов параметров плотности пилот символов  $q$  и  $d$ :  $q=4, d=16$  и  $q=1, d=2$ . Видно, что для первого (оптимального) набора из-за ошибок оценки канала вероятность пакетной ошибки больше. Тем не менее спектральная эффективность для этого случая оказывается выше. Например, при  $Z=20$  дБ для первого, более разреженного набора  $W=1.65$  бит/с/Гц, а для второго –  $W=0.86$  бит/с/Гц.

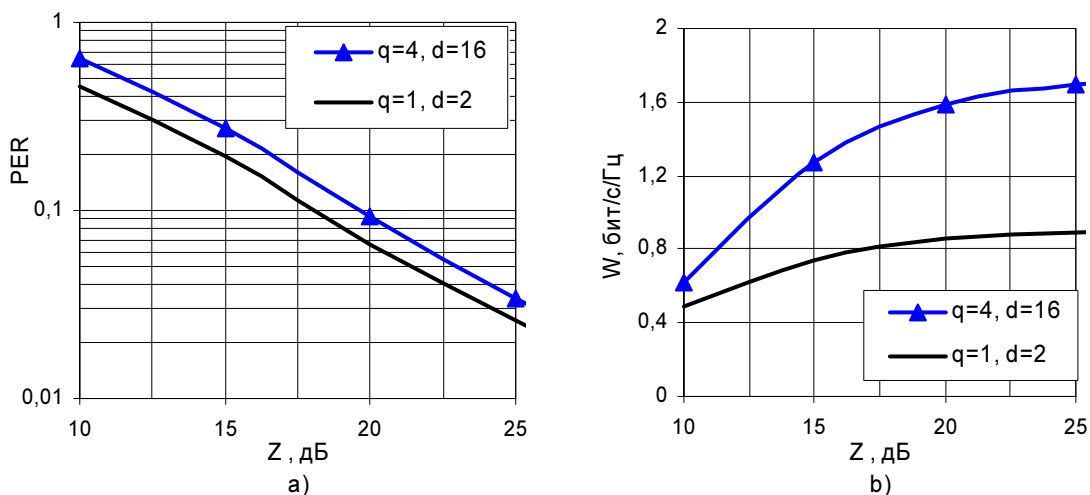


Рис. 3. Зависимость вероятности пакетной ошибки и спектральной эффективности от отношения сигнал-шум

## Алгоритм адаптации параметров OFDM системы и анализ его эффективности

Изменяющиеся каналные условия ставят вопрос о текущей оценке параметров канала и необходимости адаптации к новым условиям эффективной передачи OFDM символов.

Поскольку оценка параметров канала  $\tau$ ,  $f_D$  может выполняться с ошибками, при адаптации параметров  $d$ ,  $q$  будем ориентироваться на середины оптимальных интервалов (5).

В [11] показано, что максимальная спектральная эффективность достигается, когда длина защитного интервала равна длине канала. Поэтому при адаптации защитного интервала выбирается число его отсчетов  $L_{CP}$ , наиболее близкое к величине  $F\tau$ .

Полагаем, что при проектировании OFDM системы максимальные значения частоты Доплера  $f_D^{(\max)}$  и длины канала  $\tau^{(\max)}$ , при которых она должна функционировать, известны. Пусть каждый адаптируемый параметр может принимать одно из четырех возможных значений, которые представляют собой степень числа два и сгруппированы в следующие множества:

$$L_{CP} \in \{2^n, 2^{n-1}, 2^{n-2}, 2^{n-3}\}, \quad q \in \{2^k, 2^{k+1}, 2^{k+2}, 2^{k+3}\},$$

$$d \in \{2^m, 2^{m+1}, 2^{m+2}, 2^{m+3}\}, \quad (6)$$

$$\text{где } n = \text{round} \left[ \log_2(F\tau^{(\max)}) \right], \quad k = \text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3N}{F\tau^{(\max)}} \right) \right],$$

$$m = \text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3}{f_D^{(\max)} T_s (N + 2^n)} \right) \right], \quad \text{round}(\cdot) -$$

обозначает ближайшее целое. Первые элементы множеств (6) соответствуют адаптируемым параметрам при максимальных значениях частоты Доплера и длины канала. Такое задание множеств (6) обеспечивает возможность изменения адаптируемых параметров в широком динамическом диапазоне при небольшом числе возможных вариантов. Для сообщения об используемом варианте требуется всего 6 бит (по два бита на каждый адаптивный параметр).

Правило принятия решения о параметрах  $L_{CP}$ ,  $q$ ,  $d$  по измеренным величинам  $\tau$ ,  $f_D$  с учетом вышеизложенного заключается в определении элементов множеств (6), наиболее близких к величинам  $F\tau$ ,  $0.3N/F\tau$  и  $0.3/f_D T_s$  соответственно. Учитывая, что эти элементы представляют собой степень числа два, получим

$$L_{CP} = \begin{cases} 2^n, & \text{round}[\log_2(F\tau)] > n \\ 2^{\text{round}[\log_2(F\tau)]}, & n \geq \text{round}[\log_2(F\tau)] \geq n-3 \\ 2^{n-3}, & \text{round}[\log_2(F\tau)] < n-3 \end{cases}, \quad (7)$$

$$q = \begin{cases} 2^k, & \text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3N}{F\tau} \right) \right] < k \\ 2^{\text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3N}{F\tau} \right) \right]}, & k+3 \geq \text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3N}{F\tau} \right) \right] \geq k \\ 2^{k+3}, & \text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3N}{F\tau} \right) \right] < k+3 \end{cases}, \quad (8)$$

$$d = \begin{cases} 2^m, & \text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3}{f_D T_s (N + L_{CP})} \right) \right] < m \\ 2^{\text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3}{f_D T_s (N + L_{CP})} \right) \right]}, & m+3 \geq \text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3}{f_D T_s (N + L_{CP})} \right) \right] \geq m \\ 2^{m+3}, & \text{round} \left[ \log_2 \left( \frac{0.3}{f_D T_s (N + L_{CP})} \right) \right] > m+3 \end{cases}. \quad (9)$$

Качество представленного алгоритма адаптации (7) - (9) будем характеризовать спектральной эффективностью, т. е. числом верно принятых бит в единицу времени на единицу выделенной полосы пропускания. Рассматривается пакетная передача данных с использованием помехоустойчивого сверточного кодирования. В неверно принятом пакете все биты полагаются принятыми неверно. Спектральную эффективность при фиксированных параметрах канала  $\tau$ ,  $f_D$  можно записать как

$$W(Z, K, \tau, f_D) = KR [1 - \text{PER}(Z, K, \tau, f_D)] \left( \frac{1}{1 + L_{CP}/N} \right) \left( 1 - \frac{1}{dq} \right), \quad (10)$$

где  $K$  – количество бит, передаваемых в одном символе одной поднесущей и определяемое видом модуляции,  $R$  – скорость кодирования,  $\text{PER}(Z, K, \tau, f_D)$  – вероятность пакетной ошибки, зависящая от отношения сигнал-шум  $Z$ , параметров канала  $\tau$ ,  $f_D$  и от вида модуляции. В (10)

$$\left( \frac{1}{1 + L_{CP}/N} \right) - \text{отношение числа информативных}$$

отсчетов к общему числу отсчетов OFDM символа,

$$\left( 1 - \frac{1}{dq} \right) - \text{доля информационных символов в}$$

общем ресурсе OFDM сигнала.

Спектральная эффективность в условиях меняющихся параметров канала распространения может быть записана как

$$W(Z, K) = \int_0^{\tau^{(\max)}} \int_0^{f_D^{(\max)}} W(Z, K, \tau, f_D) p(\tau) p(f_D) d\tau df_D, \quad (11)$$

где  $p(\tau)$  – плотность распределения длины канала,  $p(f_D)$  – плотность распределения частоты Доплера, а  $W(Z, K, \tau, f_D)$  определяется выражением (10).

Аналитически получить характеристики (10) или (11) затруднительно из-за сложности анализа помехоустойчивости квазикогерентной демодуляции в сочетании со сверточным декодированием в условиях многолучевого нестационарного канала распространения. Поэтому расчет вероятности пакетной ошибки и спектральной эффективности производился методом компьютерного моделирования OFDM системы со следующими основными параметрами: размерность ДПФ  $N=128$ , скорость кодирования  $R=1/2$ , модуляция – QPSK ( $K=2$ ) и 16-QAM ( $K=4$ ), размер пакета – 128 и 256 бит для каждого вида модуляции соответственно. Принимаемый сигнал представлял собой федингующий четырехлучевой OFDM сигнал, наблюдаемый на фоне гауссовского шума. Замирания сигналов лучей – независимые и соответствуют широко используемой модели Джейкса. Они расположены на интервале  $[0, \tau]$  эквидистантно, их относительная мощность убывает по линей-

норму закону, так что сигнал четвертого луча слабее сигнала первого луча на 3 дБ. При моделировании предполагалось, что параметры канала  $\tau, f_D$  известны точно.

Для случая различной длины канала рассматривались следующие плотности распределения длины канала: равномерная

$$p(\tau) = \begin{cases} 1/\tau^{(\max)}, & \tau \in [0, \tau^{(\max)}] \\ 0, & \tau \notin [0, \tau^{(\max)}] \end{cases} \quad (12)$$

и усеченная экспоненциальная

$$p(\tau) = \begin{cases} C \exp(-3\tau/\tau^{(\max)}), & \tau \in [0, \tau^{(\max)}] \\ 0, & \tau \notin [0, \tau^{(\max)}] \end{cases} \quad (13)$$

$C \approx 3.157$  – нормировочный множитель. Плотность распределения частоты Доплера выбиралась усеченно экспоненциальной

$$p(f_D) = \begin{cases} C \exp(-3f_D/f_D^{(\max)}), & f_D \in [0, f_D^{(\max)}] \\ 0, & f_D \notin [0, f_D^{(\max)}] \end{cases} \quad (14)$$

На рис. 4 представлена зависимость спектральной эффективности (11) при адаптивно выбираемых параметрах  $L_{CP}, q, d$  в соответствии с правилом (7)-(9) от отношения сигнал-шум при различных характеристиках канала. Кривая 1 соответствует распределению длины канала (13) с  $\tau_{\max} F = 16$  и распределению частоты Доплера (14) с  $f_D^{(\max)} T_s N = 0.025$ , кривая 2 – распределению длины канала (13) с  $\tau_{\max} F = 32$  и распределению частоты Доплера (14) с  $f_D^{(\max)} T_s N = 0.05$ , кривая 3 – распределению длины канала (12) с  $\tau_{\max} F = 32$  и распределению частоты Доплера (14) с  $f_D^{(\max)} T_s N = 0.05$ . Из двух рассмотренных видов модуляции (QPSK, 16QAM) здесь и на последующих графиках выбиралась та модуляция, которая обеспечивает более высокую спектральную эффективность. Установлено, что QPSK модуляция предпочтительнее при отношении сигнал-шум приблизительно  $Z \leq 10$  дБ, а 16QAM – при  $Z > 10$  дБ. Видно, что с увеличением средней длины канала и частоты Доплера (что эквивалентно увеличению скорости изменения канала соответственно в частотной и временной области) спектральная эффективность OFDM системы несколько уменьшается.

На рис. 5 и рис. 6 для различных характеристик канала приведены кривые спектральной эффективности предложенного адаптивного алгоритма, а также для сравнения кривые спектральной эффективности при фиксированно выбранных параметрах  $L_{CP}, q, d$ . Рассмотрены два варианта фиксированного выбора: первый, при котором параметры соответствуют максимальным величинам  $\tau^{(\max)}, f_D^{(\max)}$  (кривые «без адаптации, 1»):

$$L_{CP} = 2^{\text{round}[\log_2(F\tau^{(\max)})]}, \quad q = 2^{\text{round}[\log_2(\frac{0.3N}{F\tau^{(\max)}})]},$$

$$d = 2^{\text{round}[\log_2(\frac{0.3N}{f_D^{(\max)}T_s(N+L_{CP})})]},$$

и второй, при котором параметры соответствуют половине максимальных величин

$\tau^{(\max)}/2, f_D^{(\max)}/2$  (кривые «без адаптации, 2»):

$$L_{CP} = 2^{\text{round}[\log_2(F\tau^{(\max)}/2)]}, \quad q = 2^{\text{round}[\log_2(\frac{0.6N}{F\tau^{(\max)}})]},$$

$$d = 2^{\text{round}[\log_2(\frac{0.6N}{f_D^{(\max)}T_s(N+L_{CP})})]}.$$

Видно, что адаптация длины защитного интервала и пилот структуры позволяет повысить спектральную эффективность по сравнению с фиксированным заданием этих параметров. Причем, выигрыш может достигать 50%. Он растет с увеличением области возможных для OFDM системы значений длины канала и частоты Доплера, т. е. величин  $\tau^{(\max)}, f_D^{(\max)}$ .

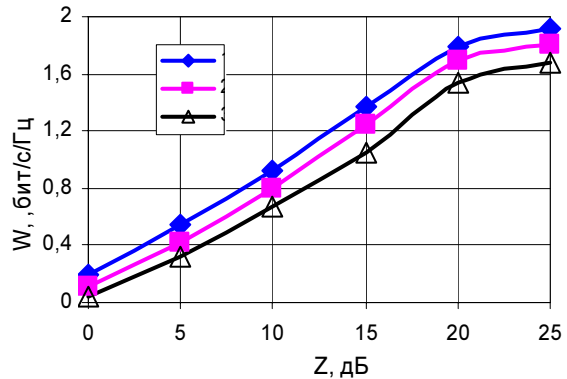


Рис. 4. Зависимость спектральной эффективности от отношения сигнал-шум при использовании адаптивного алгоритма

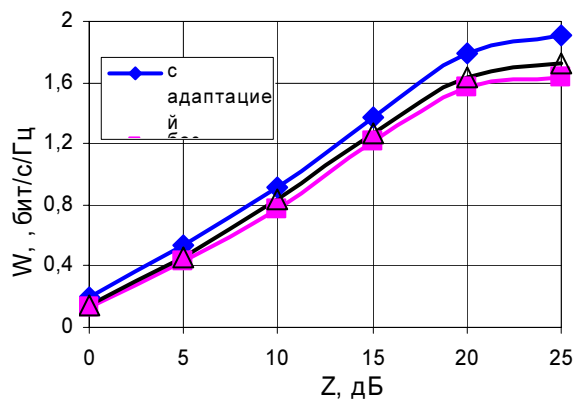


Рис. 5. Зависимость спектральной эффективности от отношения сигнал-шум,  $\tau_{\max} F = 16, f_D^{(\max)} T_s N = 0.025$

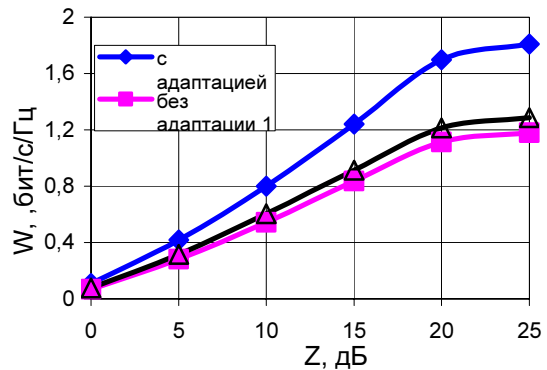


Рис. 6. Зависимость спектральной эффективности от отношения сигнал-шум,  $\tau_{\max} F = 32, f_D^{(\max)} T_s N = 0.05$

## Заключение

Таким образом, предложен алгоритм адаптации длины защитного интервала и плотности пилот символов во временной и частотной областях, позволяющий существенно повысить спектральную эффективность OFDM системы. По сравнению с фиксировано устанавливаемыми параметрами выигрыш может достигать 50%. При этом необходимый объем служебной информации возрастает незначительно. Для сообщения об используемом наборе адаптируемых параметров требуется всего 6 бит (по два бита на каждый адаптивный параметр). Полученные результаты позволяют рекомендовать процедуру адаптации длины защитного интервала и плотности пилот символов при проектировании OFDM системы связи для повышения ее спектральной эффективности.

## Литература

1. R. van Nee, R. Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications, Artech House, Boston-London, 2000.
2. R. Negi and J. Cioffi, "Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system," IEEE Trans. Consum. Electron., vol. 44, no. 3, pp. 1122–1128, Aug. 1998.
3. S. Ohno and G. Giannakis, "Capacity maximizing pilots and precoders for wireless OFDM over rapidly fading channels," in Proc. Int. Symp. Signals, Systems and Electronics, Tokyo, Japan, Jul. 2001, pp. 246–249.
4. M. Dong, L. Tong, and B. M. Sadler, "Optimal pilot placement for channel tracking in OFDM," in Proc. Military Communications Conf. (MILCOM), Anaheim, CA, Oct. 2002, pp. 602–606.
5. J. Choi, and Y. Lee, "Optimum pilot pattern for channel estimation in OFDM systems," IEEE Trans. on Wireless Communications, vol. 4, no. 5, pp. 2083–2088, Sept. 2005
6. P. Hoeher, S. Kaiser, and P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol aided channel estimation by Wiener filtering," in Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Munich, Germany, Apr. 1997, pp. 1845–1848.
7. R. Nilsson, O. Edfors, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "An analysis of two-dimensional pilot-symbol assisted modulation for OFDM," in Proc. Int. Conf. Personal Wireless Communications (ICPWC), Bombay, India, Dec. 1997, pp. 71–74.
8. Kaioukov I. V., Manelis V. B., Cleveland J. R., Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems in Rapid Time-Variant Environments Based On Channel Statistics Estimation, GLOBECOM 2006– IEEE Global Telecommunications Conference, vol. 25, no. 1, November 2006, pp. 2752–2756
9. M. Morelli, U. Mengali A Comparison of Pilot-Aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems IEEE, Transactions on Signal Processing, vol.49, no.12 December 2001 pp. 3065–3073
10. Каюков И. В., Манелис В. Б., Оценка канала в мобильных системах связи OFDM // Мобильные системы, 2005. – № 10, С.20-24.
11. Манелис В.Б., Каюков И.В. Оптимизация пилот структуры OFDM сигнала по максимуму спектральной эффективности// Радиолокация, навигация, связь, 14-я международная научно-техническая конференция, Воронеж, 2008, Т.2, С.847-854.
12. Манелис В.Б., Каюков И.В. Адаптация защитного интервала OFDM сигнала к изменяющимся канальным условиям // Радиолокация, навигация, связь, 14-я международная научно-техническая конференция, Воронеж, 2008, Т.2, С.855-860

## OFDM SIGNAL PILOT PATTERN AND GUARD INTERVAL ADAPTATION TO VARIABLE CHANNEL CONDITIONS

*V.B. Manelis, I.V. Kaioukov*

Adaptation algorithm of OFDM signal guard interval and density of pilot pattern in time and frequency domains was proposed. Adaptation is based on information about Doppler frequency and length of propagation channel impulse response. It is shown, that proposed adaptation decreases overhead and provides substantial growth of the OFDM system spectral efficiency in comparison with the fixed pilot pattern and guard interval. The gain can achieve 50%.

## *Уважаемые коллеги!*

Для тех, кто не успел оформить подписку на первое полугодие 2010 года через ОАО «Роспечать», сохраняется возможность приобретения журналов непосредственно в редакции по адресу: 107031, г. Москва, Рождественка, 6\9\20, стр. 1, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, или оформить Заказ в соответствии с требованиями, выставленными на сайте журнала: [www.dsra.ru](http://www.dsra.ru).

Справки по телефонам: (495) 621-71-08, 621-06-10.

Факс: (495) 621-16-39.

E-mail: [nto.popov@mtu-net.ru](mailto:nto.popov@mtu-net.ru)

[tor@rgta.ryazan.ru](mailto:tor@rgta.ryazan.ru)