

УДК 621.396.49

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЁМА OFDM СИГНАЛОВ В IP СЕТЯХ С СОВМЕСТНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ МАРШРУТИЗАЦИЕЙ

Е. А. Спирина, С. В. Козлов

Казанский национальный исследовательский технический университет

им. А.Н. Туполева, 420111 Казань, ул. Карла Маркса, 10

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2016 г., после доработки – 3 февраля 2017 г.

Аннотация. Статья посвящена анализу особенностей использования алгоритмов оптимального приёма в IP сетях с совместной динамической маршрутизацией. В работе строится модель сигналов сети связи, рассматриваются варианты построения алгоритмов оптимального приёма, обосновывается использование алгоритмов оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов при построении процедур приёма. Далее в статье делается вывод о достаточности применения гауссовской вероятностной модели для описания сигнально-помеховой обстановки в сетях с совместной динамической маршрутизацией, выводится правило выбора скоростей передачи данных в каналах связи сети, обеспечивающих требуемую вероятность ошибки. В работе также проводится сравнительный анализ дисперсий оценок квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов, получаемых с использованием алгоритма оптимального измерения по критерию минимума среднеквадратического отклонения и стандартного алгоритма приёма на основе быстрого преобразования Фурье. Показана независимость дисперсии оценок квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов от мощности внутрисистемных помех при использовании алгоритма их оптимального измерения и точно известных приёмнику частоты и времени прихода OFDM сигналов, что позволяет при отношении сигнал/шум в канале связи равном 30 дБ обеспечить сохранение максимальной скорости передачи данных на поднесущей, в то время как при

использовании стандартного алгоритма приёма указанная скорость снижается более чем в 2 раза. В случае возможного отклонения частоты и времени прихода OFDM сигналов от значений, имеющихся на приёмном узле, алгоритм оптимального измерения обеспечивает выигрыш по сравнению со стандартным алгоритмом приёма только при малых значениях отклонений указанных величин.

Ключевые слова: OFDM, БПФ, демодуляция, оптимальное измерение, критерий максимума правдоподобия, критерий минимума среднеквадратического отклонения.

Abstract. The article contains the analysis of the optimal receiving algorithms usage features in IP networks with the collective dynamic routing. In this paper communication network signals model is built, optimal receiving algorithms composition variants are considered, the usage of quadrature component of the OFDM signals subcarriers optimal measurement algorithms in the composition of the receiving procedures is settled. Then the conclusion about the sufficiency of the Gaussian probabilistic models for describing signal-jamming environment in the network with collective dynamic routing is made and the data rate selection rule that provide required error probability is derived. The article also considers the comparative analysis of quadrature components estimation variance for the two different methods: the optimal measurement algorithm for OFDM signals subcarrier quadrature components which is based on the minimum standard deviation criterion and the standard one which is based on the fast Fourier transform. The following dependence is shown: intersystem interference power does not impact on the variance of OFDM signals subcarrier quadrature components if we use the optimal measurement algorithm and receiver precisely known frequency and arrival time of OFDM signals, which allows to provide the maximum data rate on the subcarrier when the signal-to-noise ratio in the communication channel is equal to 30 dB and, while using a standard reception algorithm the specified speed is reduced more than in 2 times.

If the frequency or the arrival time of OFDM signals deviates from the receiver's values, the optimal measurement algorithm surpasses the standard FFT algorithm but only if deviation values are small.

Key words: OFDM, FFT, demodulation, optimal measurement, maximum likelihood estimation, minimum standard deviation estimation.

Введение

В настоящее время большинство сетей связи работает в условиях воздействия внутрисистемных помех. Так работа двух каналов сети широкополосного радиодоступа, использующих OFDM сигналы, передаваемые на соседних несущих частотах, приводит к существенному снижению скоростей передачи данных [1]. Следовательно, разработка методов снижения влияния внутрисистемных помех на характеристики сетей связи является актуальной задачей.

Для снижения влияния внутрисистемных помех в сетях связи с пакетной передачей данных в работе [2] было предложено объединить процедуры оптимального приёма, частотно-территориального планирования и маршрутизации в единый метод.

Для IP сетей, строящихся на базе указанного единого метода, был разработан метод совместной динамической маршрутизации [3,4,5]. Суть указанного метода заключается в определении оптимальных значений кратности использования маршрутов, выбираемых по критерию минимума времени доставки на основе информации о скоростях передачи данных по всем каналам связи, входящим в эти маршруты, с учётом влияния внутрисистемных помех.

Скорости передачи данных в каналах связи, как указано в [3], выбираются в процедуре оптимального приёма, исходя из требуемых вероятностей ошибки. Одновременно, процедура оптимального приёма получает при этом информацию об используемых маршрутах, которая позволяет снизить неопределённость сигнально-помеховой обстановки в каналах связи.

Рассмотрению алгоритмов оптимального приёма, предназначенных для использования в IP сетях с совместной динамической маршрутизацией, посвящена эта работа.

1. Постановка задачи

Рассмотрим беспроводную подсеть (рис.1), построенную на базе технологии OFDM, произвольной IP сети [4], предназначенную для доставки вектора информации \vec{I} до приёмных узлов $l = \overline{1, L}$ через набор передающих узлов $m = \overline{1, M}$, играющих роль шлюзов в многомерных маршрутах $b = \overline{1, B}$.

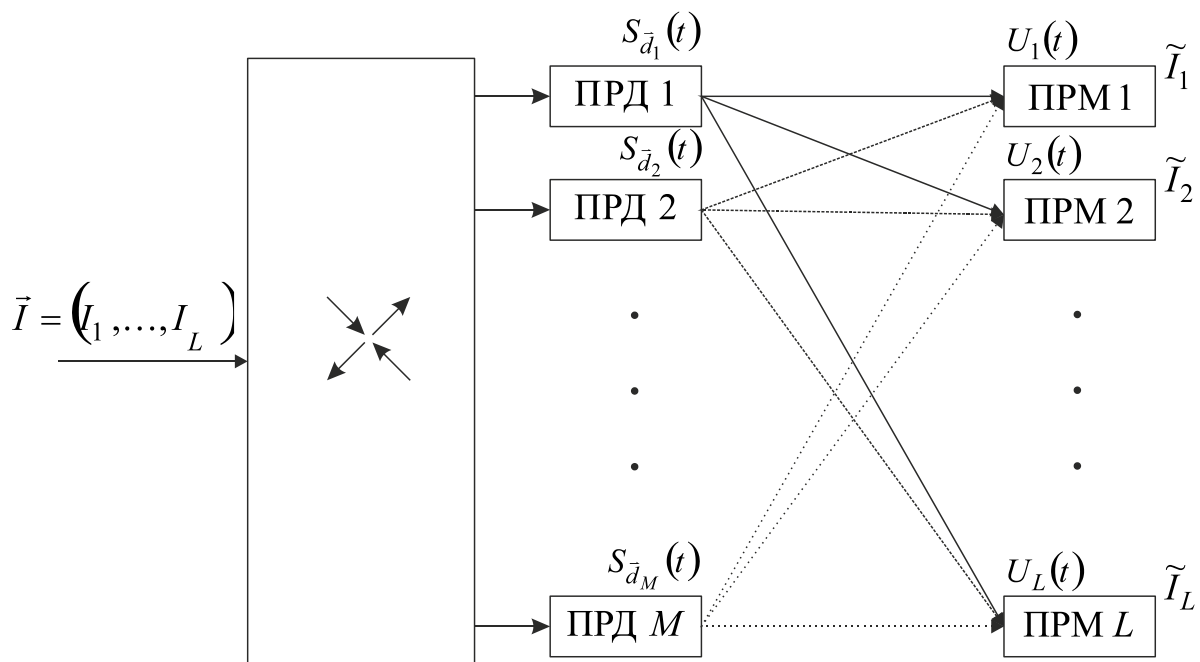


Рис.1. Подсеть IP сети

Пусть k -й OFDM символ, передаваемый m -м передающим узлом по многомерному маршруту b , соответствует вектору кодовых символов $\vec{d}_m^{kb} = (d_{1m}^{kb}, d_{2m}^{kb}, \dots, d_{I_m}^{kb})$. Тогда сигнал этого узла может быть представлен в виде:

$$S_{\vec{d}_m^{kb}}(t) = \sum_{i=1}^I (F^-(d_{im}^{kb}) \cdot S_{im}^{k=}(t) + F^\perp(d_{im}^{kb}) \cdot S_{im}^{k\perp}(t)), \quad (1)$$

где $F^-(d)$ и $F^\perp(d)$ – функции модуляции, а $S_{im}^{k=}(t)$ и $S_{im}^{k\perp}(t)$ – опорные сигналы k -го OFDM символа m -го передающего узла на i -й поднесущей $i = \overline{1, I^u}$.

В этом случае сигнал k -го OFDM символа на входе l -го приёмного узла является суперпозицией сигналов всех передающих узлов и может быть записан в виде:

$$U_l^k(t) = \sum_{m=1}^M h_{ml} \cdot S_{\vec{d}_m^{kb}}(t - \tau_{ml}) + n(t), \quad (2)$$

где h_{ml} и τ_{ml} – коэффициент затухания и время задержки сигнала при распространении от m -го передающего до l -го приёмного узла, а $n(t)$ – реализация белого гауссовского шума.

Пусть k -й OFDM символ передаётся с m -го передающего узла на l -й приёмный узел и анализируется им на интервале T . При этом на интервале анализа T могут присутствовать сигналы двух соседних OFDM символов (k -го и $(k-1)$ -го), передаваемых другими передающими узлами. Тогда вектор отсчётов входного колебания k -го OFDM символа от m -го передающего узла на входе l -го приёмного узла \vec{U}_l^k , сформированный на интервале анализа сигнала T , на основе выражений (1) и (2) имеет вид:

$$\vec{U}_l^k = \sum_{m'=1}^M \sum_{i=1}^{I^u} \left(A_{m'l}^{=d^{kb}} \cdot \vec{S}_{im'}^{k=} + A_{m'l}^{\perp d^{kb}} \cdot \vec{S}_{im'}^{k\perp} \right) + \sum_{\substack{m'=1 \\ m' \neq m}}^M \sum_{i=1}^{I^u} \left(A_{m'l}^{=d^{(k-1)b}} \cdot \vec{S}_{im'}^{(k-1)=} + A_{m'l}^{\perp d^{(k-1)b}} \cdot \vec{S}_{im'}^{(k-1)\perp} \right) + \vec{n}, \quad (3)$$

где $A_{m'l}^{=d^{kb}} = h_{ml} \cdot F^=(d)$ и $A_{m'l}^{\perp d^{kb}} = h_{ml} \cdot F^{\perp}(d)$ – квадратурные компоненты опорных сигналов в точке приёма, заданные функциями модуляции, с учётом коэффициента потерь между m -м и l -м узлами.

Стандартный алгоритм приёма, базирующийся на использовании быстрого преобразования Фурье (БПФ), решает задачу различения сигналов, передаваемых m -м передающим узлом. Для равномерного распределения вероятностей векторов кодовых символов \vec{d}_m^{kb} оптимальное правило принятия решения в этом случае будет формироваться в соответствии с критерием максимума правдоподобия:

$$\bar{D}_{lm}^k = \arg \max_{\bar{d}_m^b} \left\{ W\left(\bar{U}_l^k \mid \bar{d}_m^b\right) \right\}, \quad (4)$$

где $W\left(\bar{U}_l^k \mid \bar{d}_m^b\right)$ – условная плотность распределения вероятностей вектора отсчётов \bar{U}_l^k при передаче вектора кодовых символов \bar{d}_m^b , а \bar{D}_{lm}^k – значение принятых l -м приёмным узлом кодовых символов от m -го передающего узла.

При этом векторы отсчётов сигналов всех остальных передающих узлов, поступающие на вход l -го приёмного узла, будут образовывать вектор отсчётов внутрисистемных помех \bar{N}_{lm}^k :

$$\bar{U}_{lm}^k = \sum_{i=1}^{I^u} \left(A_{ml}^{=d_{im'}^{kb}} \cdot \bar{S}_{im}^{k=} + A_{ml}^{\perp d_{im'}^{kb}} \cdot \bar{S}_{im}^{k\perp} \right) + \bar{N}_{lm}^k + \bar{n}, \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \bar{N}_{lm}^k = & \sum_{\substack{m'=1 \\ m' \neq m}}^M \sum_{i=1}^{I^u} \left(A_{m'l}^{=d_{im'}^{kb}} \cdot \bar{S}_{im'}^{k=} + A_{m'l}^{\perp d_{im'}^{kb}} \cdot \bar{S}_{im'}^{k\perp} + \right. \\ & \left. + A_{m'l}^{=d_{im'}^{(k-1)b}} \cdot \bar{S}_{im'}^{(k-1)=} + A_{m'l}^{\perp d_{im'}^{(k-1)b}} \cdot \bar{S}_{im'}^{(k-1)\perp} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

Так как на интервале анализа T присутствуют два вектора кодовых символов, то даже если выполняется требование к ортогональности векторов отсчётов опорных сигналов для каждого OFDM символа в отдельности, вектор отсчётов внутрисистемных помех \bar{N}_{lm}^k не будет ортогонален полезному сигналу. Кроме того, как показано в [1], мощность сигналов внутрисистемных помех сравнима с мощностью полезного сигнала и во много раз превышает мощность белого гауссовского шума, что приводит к снижению скорости передачи данных между m -м и l -м узлами.

Для борьбы с внутрисистемными помехами можно осуществить переход к задаче разрешения сигналов всех передающих узлов. В этом случае будет осуществляться приём вектора кодовых символов, передаваемых всеми передающими узлами $\bar{\mathbf{d}}^b = \left(\bar{d}_1^{(k-1)b}, \dots, \bar{d}_{m-1}^{(k-1)b}, \bar{d}_{m+1}^{(k-1)b}, \dots, \bar{d}_M^{(k-1)b}, \bar{d}_1^{kb}, \dots, \bar{d}_M^{kb} \right)$:

$$\bar{\mathbf{D}}_l^k = \arg \max_{\bar{\mathbf{d}}^b} \left\{ W\left(\bar{U}_l^k \mid \bar{\mathbf{d}}^b\right) \right\}, \quad (7)$$

где $W(\vec{U}_l^k | \vec{d}^b)$ – условная плотность распределения вероятностей вектора отсчётов \vec{U}_l^k при передаче вектора кодовых символов \vec{d}^b , а \vec{D}_l^k – значение принятых l -м приёмным узлом кодовых символов от всех передающих узлов.

Так как передающие узлы сети работают на различных частотах, то переход к их анализу увеличит полосу анализируемого сигнала, а соответственно и мощность белого гауссовского шума. В тоже время, совместный анализ всех OFDM сигналов позволит рассматривать в качестве помехи лишь вектор отсчётов шума \vec{n} , энергия которого существенно меньше энергии \vec{N}_{lm}^k .

На практике из-за большого количества гипотез о различных вариантах векторов \vec{d}_m^b и \vec{d}^b для декодирования информации вместо решения задач различения или разрешения используют двухэтапную процедуру, включающую получение оценок квадратурных компонент опорных сигналов $(\lambda_x^{=kb}, \lambda_x^{\perp kb})$ с последующим различением на их основе отдельных кодовых символов d_{im}^{kb} :

$$\vec{U}_l^k \rightarrow (\lambda_x^{=kb}, \lambda_x^{\perp kb}) \rightarrow d_x^{kb}, \quad (8)$$

где $x = \overline{1, X}$ – сквозной номер измеряемого сигнала.

Таким образом, для решения задачи анализа эффективности использования алгоритмов оптимального приёма OFDM сигналов в IP сетях с совместной динамической маршрутизацией необходимо решить следующие основные задачи:

1. Получить выражения для значений оценок квадратурных компонент $(\lambda_x^{=kb}, \lambda_x^{\perp kb})$ на каждой из поднесущих OFDM сигналов и определить вид плотности распределения вероятностей их отклонений;

2. Получить правило для определения скорости передачи информации, обеспечивающей требуемые вероятности ошибок алгоритма различения кодовых символов d_x^{kb} ;

3. Провести анализ эффективности алгоритмов оптимального приёма с точки зрения получения максимальной скорости передачи информации в каналах связи сети.

2. Оценивание квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов

Задача нахождения оптимальных оценок квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов $(\lambda_x^{=kb}, \lambda_x^{\perp kb})$ на основе критерия минимума среднеквадратического отклонения посвящена работа [6]. Для векторов опорных сигналов на входе l -го приёмного узла построим матрицу взаимных корреляций сигналов $\|\mathbf{B}\|$, а для опорных сигналов приёмника этого же узла – матрицу взаимных корреляций приёмника $\|\mathbf{B}^R\|$, и найдём обратную матрицу приёмника $\|\mathbf{B}^{-R}\|$. Тогда, согласно работе [6], оптимальные оценки квадратурных компонент опорных сигналов $(\lambda_x^{=kb}, \lambda_x^{\perp kb})$ и их отклонения $(\Delta_x^{=kb}, \Delta_x^{\perp kb})$ определяются как:

$$\begin{cases} \lambda_x^{=kb} = A_x^{=d^{kb}} + \sum_{i=1}^X (N_i^{\bar{}} \cdot b_{jx}^{-R=} + N_i^{\perp} \cdot b_{jx}^{-R\perp}) + \sum_{i=1}^X (A_i^{=d_i^{kb}} \cdot R_{ix}^{\bar{}} + A_i^{\perp d_i^{kb}} \cdot R_{ix}^{\perp}) \\ \lambda_x^{\perp kb} = A_x^{\perp d^{kb}} + \sum_{i=1}^X (N_i^{\bar{}} \cdot b_{jx}^{-R=\perp} + N_i^{\perp} \cdot b_{jx}^{-R\perp\perp}) + \sum_{i=1}^X (A_i^{=d_i^{kb}} \cdot R_{ix}^{\perp} + A_i^{\perp d_i^{kb}} \cdot R_{ix}^{\perp\perp}) \end{cases}, \quad (9)$$

$$\begin{cases} \Delta_x^{=kb} = \sum_{i=1}^X (N_i^{\bar{}} \cdot b_{jx}^{-R=} + N_i^{\perp} \cdot b_{jx}^{-R\perp}) + \sum_{i=1}^X (A_i^{=d_i^{kb}} \cdot R_{ix}^{\bar{}} + A_i^{\perp d_i^{kb}} \cdot R_{ix}^{\perp}) \\ \Delta_x^{\perp kb} = \sum_{i=1}^X (N_i^{\bar{}} \cdot b_{jx}^{-R=\perp} + N_i^{\perp} \cdot b_{jx}^{-R\perp\perp}) + \sum_{i=1}^X (A_i^{=d_i^{kb}} \cdot R_{ix}^{\perp} + A_i^{\perp d_i^{kb}} \cdot R_{ix}^{\perp\perp}) \end{cases}, \quad (10)$$

где $(N_i^{\bar{}} + j \cdot N_i^{\perp})$ – значения на выходе БПФ, порождённые реализацией шума, b_{**}^{-R**} – коэффициенты матрицы $\|\mathbf{B}^{-R}\|$, а R_{**}^{**} – коэффициенты матрицы $\|\mathbf{R}\| = \|\mathbf{B}^{-R}\| \cdot \|\mathbf{B}\| - \|\mathbf{E}\|$, $\|\mathbf{E}\|$ – единичная матрица.

Так как получаемые оценки являются несмещёнными [6], то математические ожидания $(\Delta_x^{=kb}, \Delta_x^{\perp kb})$ равняются нулю, а их дисперсии $\sigma_{\Delta_x^{=kb}}^2$ и $\sigma_{\Delta_x^{\perp kb}}^2$ определяются по следующим формулам:

$$\sigma_{\Delta_x}^2 = N_0 \cdot b_{xx}^{-R} + \sum_{i=1}^X P_i^b \cdot \left(R_{ix}^{\equiv 2} + R_{ix}^{\perp 2} \right), \quad (11)$$

$$\sigma_{\Delta_x}^2 = N_0 \cdot b_{xx}^{-R} + \sum_{i=1}^X P_i^b \cdot \left(R_{ix}^{\perp 2} + R_{ix}^{\equiv 2} \right), \quad (12)$$

где N_0 – односторонняя спектральная мощность белого гауссова шума, а P_i^b – средняя мощность сигнала со сквозным номером i .

Для реальных систем, использующих большое количество поднесущих, вклад в общую дисперсию каждой из поднесущих $P_i^b \cdot \left(R_{ix}^{\equiv 2} + R_{ix}^{\perp 2} \right)$ незначителен, поэтому, согласно [7], плотность распределения вероятностей $W(\lambda_x^{\equiv kb}, \lambda_x^{\perp kb} | d_x^{kb}, b)$ можно считать гауссовской. С учётом взаимной независимости квадратурных компонент она может быть представлена как:

$$W(\lambda_x^{\equiv kb}, \lambda_x^{\perp kb} | d_x^{kb}, b) = \Gamma(\lambda_x^{\equiv kb}, A_x^{\equiv d_x^{kb}}, \sigma_{\Delta_x}^2) \cdot \Gamma(\lambda_x^{\perp kb}, A_x^{\perp d_x^{kb}}, \sigma_{\Delta_x}^2). \quad (13)$$

Тогда плотность распределения оценок квадратурных компонент сигнала со сквозным номером x может быть представлена полигауссовой смесью вида:

$$W(\lambda_x^{\equiv kb}, \lambda_x^{\perp kb} | d_x^{kb}) = \sum_{b=1}^B W(\lambda_x^{\equiv kb}, \lambda_x^{\perp kb} | d_{im}^{kb}, b) \cdot P(b | d_x^{kb}), \quad (14)$$

где $P(b | d_x^{kb})$ – вероятность доставки информации по многомерному маршруту $b = \overline{1, B}$.

Для стандартных видов маршрутизации многомерные маршруты выбираются случайно на основании последовательности поступивших пакетов. В случае применения метода совместной динамической маршрутизации многомерные маршруты выбираются в зависимости от поступившего вектора информации \vec{I} и при его повторении тоже повторяются.

Следовательно, при использовании метода совместной динамической маршрутизации каждому вектору передаваемых кодовых символов \vec{d}^b будет

соответствовать определённый многомерный маршрут, что позволяет считать плотность распределения вероятностей $W(\lambda_x^{=kb}, \lambda_x^{\perp kb} | d_x^{kb})$ гауссовской:

$$W(\lambda_x^{=kb}, \lambda_x^{\perp kb} | d_x^{kb}) = \Gamma(\lambda_x^{=kb}, A_x^{=d_x^{kb}}, \sigma_{\Delta_x^{=kb}}^2) \cdot \Gamma(\lambda_x^{\perp kb}, A_x^{\perp d_x^{kb}}, \sigma_{\Delta_x^{\perp kb}}^2). \quad (15)$$

3. Правило определения скорости передачи данных

Так как плотность распределения вероятностей $W(\lambda_x^{=kb}, \lambda_x^{\perp kb} | d_x^{kb})$ – гауссовская, то вероятность ошибки приёма кодового символа $P_{d_x^{kb}}^E$

определяется на основе функции ошибки $L(\rho) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_{\rho}^{\infty} e^{-\frac{x}{2}} dx$:

$$P_{d_x^{kb}}^E = L(\Delta A_{\min}^{=} / \sigma_{\Delta_x^{=kb}}) + L(\Delta A_{\min}^{\perp} / \sigma_{\Delta_x^{\perp kb}}), \quad (16)$$

где $\Delta A_{\min}^{=}$ и ΔA_{\min}^{\perp} – минимальные расстояния между квадратурными компонентами различных кодовых символов.

Величины $\Delta A_{\min}^{=}$ и ΔA_{\min}^{\perp} определяются функцией модуляции и значением коэффициента затухания при распространении радиоволн h_{ml} . При большом отношении сигнал/шум для увеличения скорости передачи данных можно уменьшить расстояние между квадратурными компонентами различных кодовых символов, увеличив тем самым количество кодовых символов, передаваемых на интервале анализа T .

Возможный диапазон значений коэффициента затухания при распространении радиоволн h_{ml} определяется в процессе частотно-территориального планирования. В процессе приёма его значения уточняются по преамбуле и могут считаться известными.

При равенстве энергий реализаций опорных сигналов значения $\sigma_{\Delta_x^{=kb}}^2$ и $\sigma_{\Delta_x^{\perp kb}}^2$, вычисляемые по формулам (11) и (12), численно равны. Также для большинства видов модуляции $\Delta A_{\min}^{=} = \Delta A_{\min}^{\perp}$. Тогда формулу вычисления вероятности ошибки можно переписать в виде:

$$P_{d_x}^E = 2 \cdot L \left(\Delta A_{\min} / \sigma_{\Delta_x^{kb}} \right). \quad (17)$$

Следовательно, выбор скорости передачи информации для каждой из поднесущих может быть осуществлён, согласно выражению (17), при известных значениях $\sigma_{\Delta_x^{kb}}^2$.

4. Анализ эффективности алгоритмов оптимального приёма

Для оценки эффективности алгоритмов оптимального приёма проведём сравнение дисперсий оценок квадратурных компонент $\sigma_{\Delta_x^{kb}}^2$ для алгоритма оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов и стандартного алгоритма приёма на базе БПФ.

Как отмечалось в [6], стандартный алгоритм приёма может быть получен из алгоритма оптимального измерения при использовании $\|\mathbf{B}^R\| = 1/T \cdot \|\mathbf{E}\|$. Алгоритм оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов рассмотрим для двух случаев:

- точного равенства частоты и времени прихода сигнала их значениям, заданным в приёмнике приёмного узла;
- наличия отклонений частоты или времени прихода сигнала от значений, заданных в приёмнике приёмного узла.

Так для стандартного алгоритма приёма дисперсия оценок квадратурных компонент сигнала со сквозным номером x $\sigma_{\Delta_x^{kb}}^2$, согласно выражениям (11), (12) и выводам [6], имеет следующий вид:

$$\sigma_{\Delta_x^{kb}}^2 = \frac{N_0}{T} + \sum_{i=1}^X P_i^b \cdot K_{ix}^S, \quad (18)$$

где K_{ix}^S – коэффициент внутрисистемных помех стандартного алгоритма приёма.

Алгоритм оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов при точном равенстве частоты и времени прихода сигнала их значениям, заданным в приёмнике приёмного узла, обеспечивает полное

подавление внутрисистемных помех. В этом случае дисперсия оценок квадратурных компонент сигнала со сквозным номером x , согласно выражениям (11), (12) и выводам [6], также имеет две составляющие, обусловленные мощностью белого гауссовского шума в полосе измеряемого сигнала и мощностью белого гауссовского шума в полосе других каналов:

$$\sigma_{\Delta_{xM}}^{2kb} = \frac{N_0}{T} + \frac{N_0}{T} \cdot K_x^N, \quad (19)$$

где K_x^N – коэффициент шума алгоритма оптимального измерения.

При наличии отклонений частоты или времени прихода сигнала от значений, заданных в приёмнике приёмного узла, алгоритм оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов не обеспечивает полное подавление внутрисистемных помех. В этом случае дисперсия оценок квадратурных компонент сигнала со сквозным номером x , согласно выражениям (11), (12), содержит ещё одну составляющую, обусловленную мощностью внутрисистемных помех от других сигналов:

$$\sigma_{\Delta_{xM}}^{2kb} = \frac{N_0}{T} + \frac{N_0}{T} \cdot K_x^N + \sum_{i=1}^X P_i^b \cdot K_{ix}^P, \quad (20)$$

где K_{ix}^P – коэффициент внутрисистемных помех алгоритма оптимального измерения.

Так как значения коэффициентов K_x^N и K_{ix}^P могут быть получены аналитически только для очень малого количества сигналов, то для исследования их зависимостей воспользуемся методом численного анализа.

Численный анализ значений указанных коэффициентов для обоих рассматриваемых алгоритмов приёма был проведён с использованием программы OFDM Receiver [8].

Для снижения размерности задачи будем считать среднюю мощность всех сигналов одинаковой:

$$P_i^b = P, \quad i = \overline{1, X} \quad (21)$$

Тогда выражения (18), (20) будут иметь вид:

$$\sigma_{\Delta_{xS}}^2 = \frac{N_0}{T} + P \cdot K_{\Sigma x}^S, \quad (22)$$

$$\sigma_{\Delta_{xM}}^2 = \frac{N_0}{T} + \frac{N_0}{T} \cdot K_x^N + P \cdot K_{\Sigma x}^P, \quad (23)$$

где $K_{\Sigma x}^S = \sum_{i=1}^X K_{ix}^S$ – коэффициент суммарных внутрисистемных помех для стандартного алгоритма приёма, учитывающий влияние внутрисистемных помех от сигналов всех каналов;

$$K_{\Sigma x}^P = \sum_{i=1}^X K_{ix}^P$$
 – коэффициент суммарных внутрисистемных помех для

алгоритма оптимального измерения, учитывающий влияние внутрисистемных помех от сигналов всех каналов при наличии отклонений частоты или времени прихода сигнала от значений, заданных в приёмнике приёмного узла.

Расчёты проводились для нормированных значений времени прихода сигнала, частоты сигнала и отклонения времени прихода сигнала:

$$t_i = \tau_i / T, \quad (24)$$

$$c_i = (f_i - f_1^R) \cdot T, \quad (25)$$

$$\Delta t_i = \Delta \tau_i / T, \quad (26)$$

где t_i – относительное время прихода сигнала со сквозным номером i ;

c_i – относительная разность частот основного сигнала и сигнала со сквозным номером i ;

Δt_i – относительное отклонение времени прихода сигнала со сквозным номером i .

Рассмотрим влияние полученных дисперсий для сетей широкополосного радиодоступа стандарта 802.11n, использующих каналы с полосой в 20МГц и циклический префикс длительностью в 800 нс. Тогда для отношения сигнал/шум в канале связи равного 30 дБ с запасом в 2 дБ будет использоваться схема модуляции и кодирования, обеспечивающая максимальную скорость передачи данных в 1.25 Мб/с на одну поднесущую [9].

Расчеты проводились для двух и трёх OFDM сигналов, имеющих по 60 активных поднесущих, так как по две крайние поднесущие на концах спектра образуют защитный интервал. OFDM сигналы передавались на соседних несущих, так что минимальный частотный интервал между поднесущими различных OFDM сигналов в пять раз превысил частотный разнос между соседними поднесущими.

Сначала рассмотрим случай точного равенства частоты и времени прихода OFDM сигналов их значениям, заданным в приёмнике приёмного узла ($c_i \in Z, \Delta t_i = 0$). Результаты расчетов коэффициентов для 1-й и 60-й поднесущих при наличии двух OFDM сигналов приведены на Рис. 2.

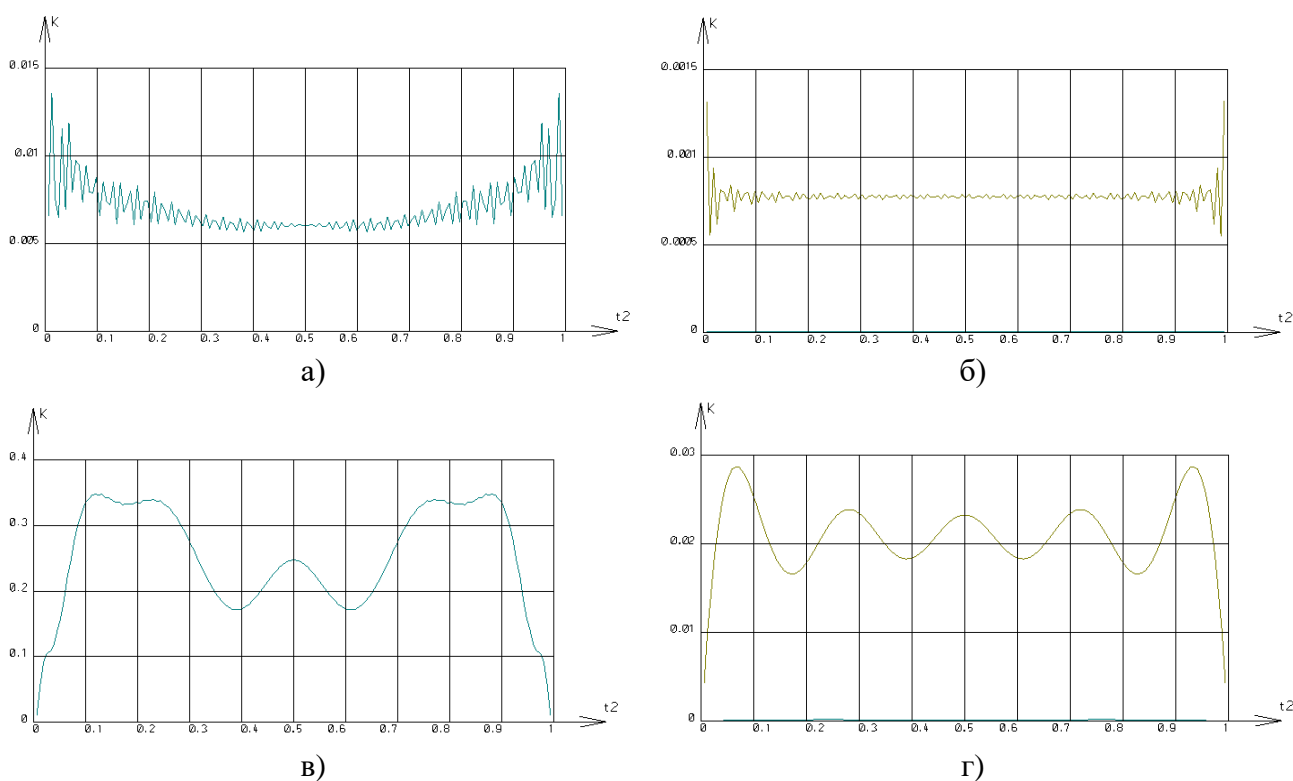


Рис.2. Графики зависимостей коэффициентов K_x^N , $K_{\Sigma x}^S$ и $K_{\Sigma x}^P$ для двух OFDM сигналов при $c_2 = 64, \Delta t_2 = 0$:

а) K_1^N , б) $K_{\Sigma 1}^P$ $K_{\Sigma 1}^S$, в) K_{60}^N , г) $K_{\Sigma 60}^P$ $K_{\Sigma 60}^S$

Представленные на Рис. 2 б) и г) зависимости подтверждают выводы о равенстве значения коэффициента суммарных внутрисистемных помех для алгоритма оптимального измерения $K_{\Sigma x}^P$ нулю в случае точного равенства

частоты и времени прихода OFDM сигналов их значениям, заданным в приёмнике приёмного узла. Кроме того, из представленных зависимостей видно, что максимальный выигрыш при передаче двух OFDM сигналов достигается для сигнала, передаваемого на 60-й поднесущей. В этом случае при отношении сигнал/шум в канале связи, равном 30 дБ, реальное отношение сигнал/помеха для сигнала, передаваемого на 60-й поднесущей, при использовании алгоритма оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов на основании выражения (23) составит 29 дБ, а при использовании стандартного алгоритма приёма, согласно выражению (22), – 17 дБ.

Результаты аналогичных расчетов коэффициентов для 1-й, 30-й и 60-й поднесущих при наличии трёх OFDM сигналов приведены на Рис. 3.

Как видно из приведённых на Рис. 3 зависимостей для случая передачи трёх OFDM сигналов, $K_{\Sigma x}^P$ также равен 0, а максимальный выигрыш алгоритма оптимального измерения также достигается для сигналов, передаваемых на 1-й и 60-й поднесущих, для которого реальное отношение сигнал/помеха при использовании алгоритма оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов на основании выражения (23) составит 28 дБ, а при использовании стандартного алгоритма приёма, согласно выражению (22), – 17 дБ при отношении сигнал/шум в канале связи также равном 30 дБ.

Следовательно, при применении алгоритма оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов сохраняется возможность использования той же схемы модуляции и кодирования, обеспечивающей максимальную скорость передачи данных в 1.25 Мб/с на одну поднесущую, в то время как при использовании стандартного алгоритма приёма на базе БПФ необходимо применять более помехоустойчивую схему модуляции и кодирования со скоростью передачи в 0.5 Мб/с на одну поднесущую соответственно [9].

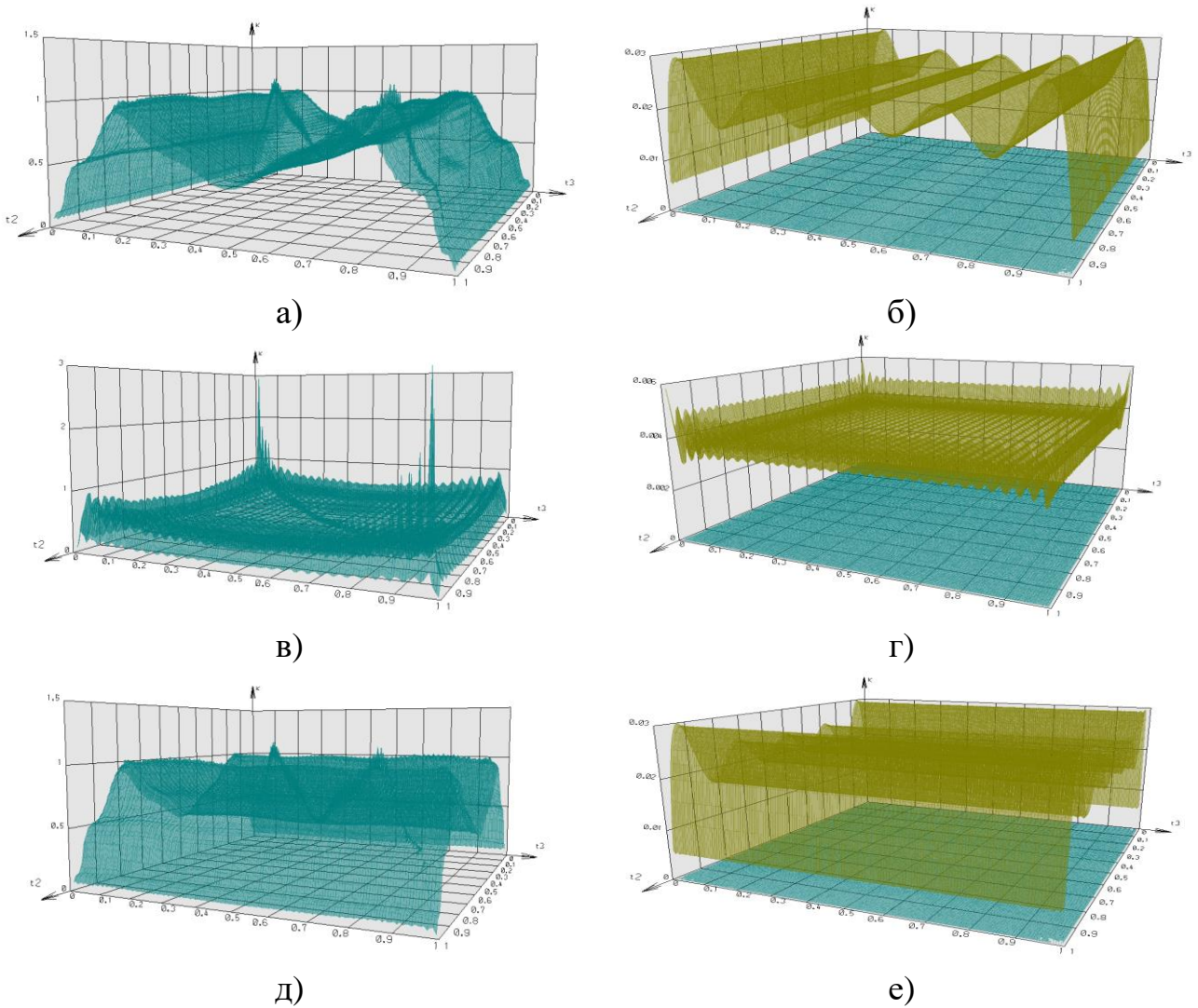


Рис.3. Графики зависимостей коэффициентов K_x^N , $K_{\Sigma x}^S$ и $K_{\Sigma x}^P$ для трёх OFDM сигналов при $c_2 = 64$, $c_3 = -64$, $\Delta t_2 = \Delta t_3 = 0$:

а) K_1^N , б) $K_{\Sigma 1}^P$, в) $K_{\Sigma 1}^S$, г) K_{30}^N , д) $K_{\Sigma 30}^P$, е) $K_{\Sigma 30}^S$, ж) K_{60}^N , з) $K_{\Sigma 60}^P$, и) $K_{\Sigma 60}^S$

Так как коэффициент шума алгоритма оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов зависит только от параметров приёмника, то на этом этапе рассмотрим только коэффициенты, учитывающие влияние внутрисистемных помех.

Графики зависимостей коэффициентов суммарных внутрисистемных помех для обоих алгоритмов приёма в случае передачи двух OFDM сигналов, при котором второй OFDM сигнал имеет отклонения по частоте или времени прихода, приведены на Рис.4, а аналогичные графики для случая передачи трёх OFDM сигналов, при котором второй и третий сигналы имеют отклонения по частоте или времени прихода для $t_2 = t_3 = 0.5$ – на Рис.5.

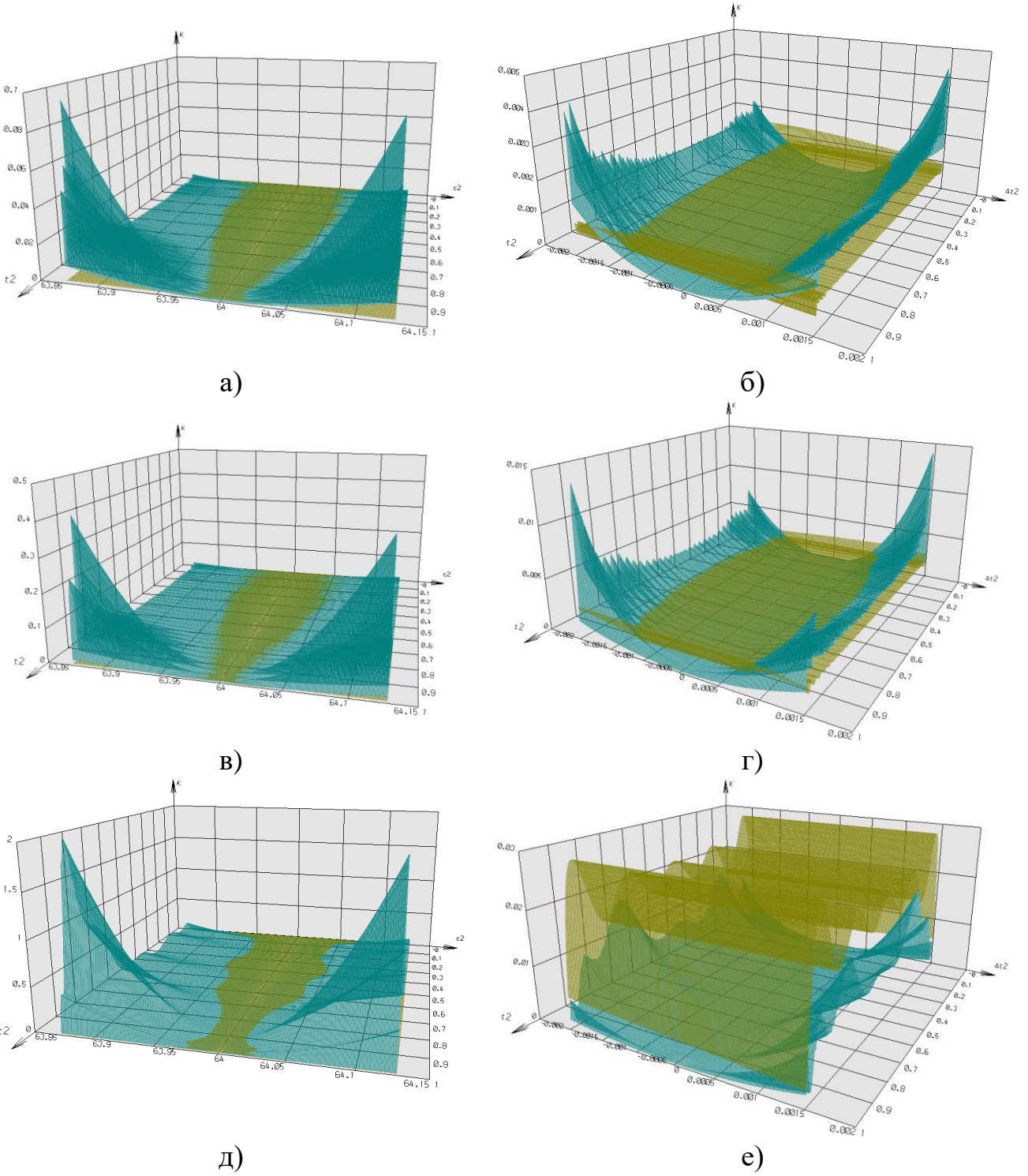
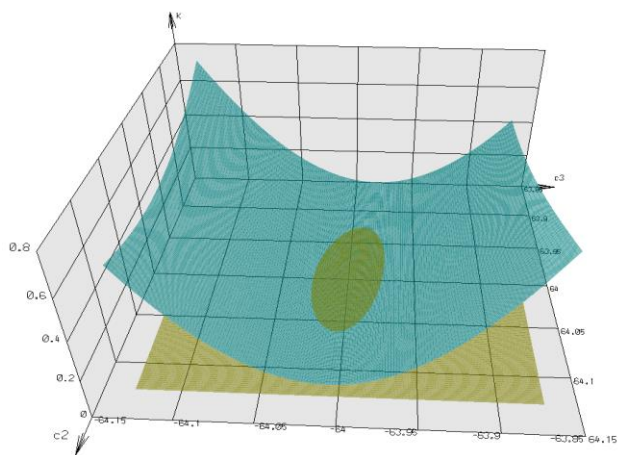


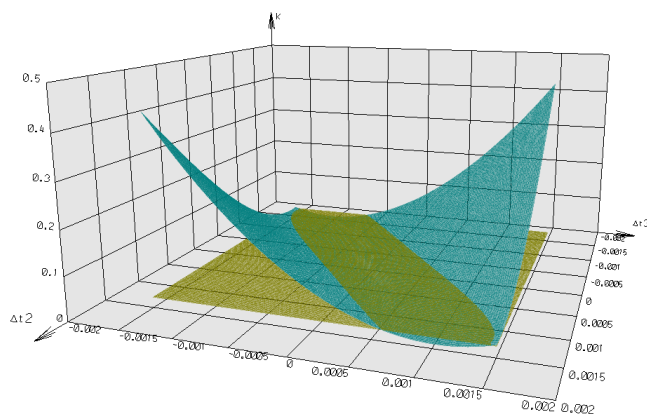
Рис.4. Графики зависимостей коэффициентов $K_{\Sigma x}^S$ и $K_{\Sigma x}^P$ для двух OFDM

сигналов при:

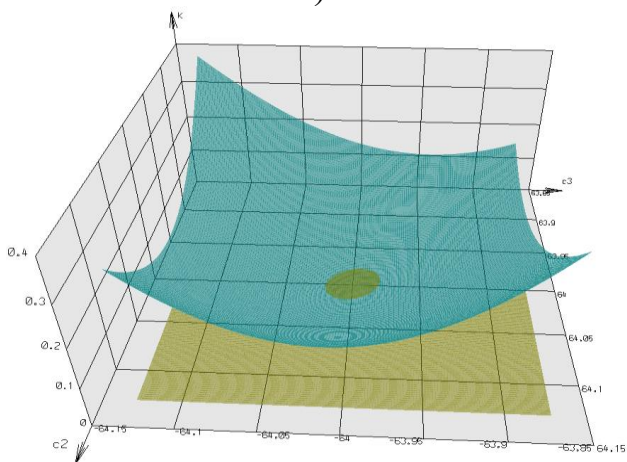
- а) $K_{\Sigma 1}^P$ $K_{\Sigma 1}^S$ при $\Delta t_2 = 0$, б) $K_{\Sigma 1}^P$ $K_{\Sigma 1}^S$ при $c_2 = 64$,
 в) $K_{\Sigma 30}^P$ $K_{\Sigma 30}^S$ при $\Delta t_2 = 0$, г) $K_{\Sigma 30}^P$ $K_{\Sigma 30}^S$ при $c_2 = 64$,
 д) $K_{\Sigma 60}^P$ $K_{\Sigma 60}^S$ при $\Delta t_2 = 0$, е) $K_{\Sigma 60}^P$ $K_{\Sigma 60}^S$ при $c_2 = 64$.



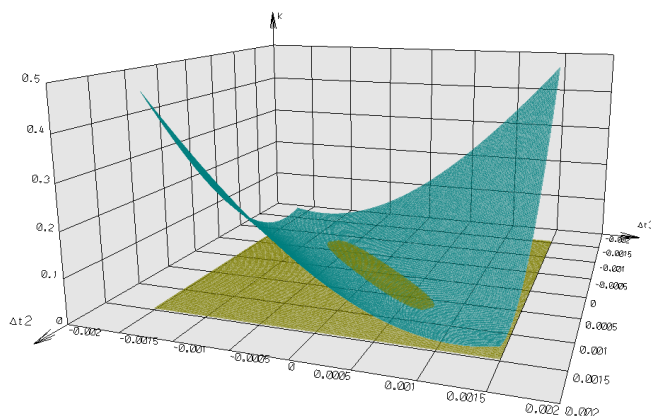
а)



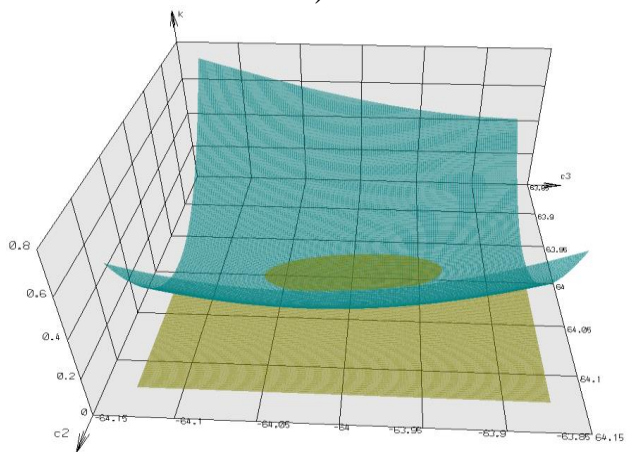
б)



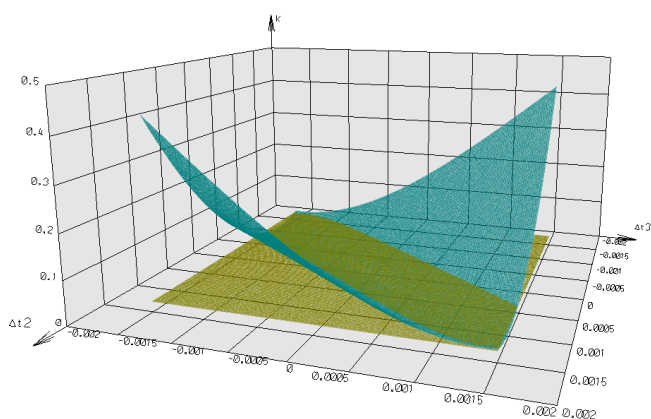
в)



г)



д)



е)

Рис.5. Графики зависимостей коэффициентов $K_{\Sigma x}^S$ и $K_{\Sigma x}^P$ для трёх OFDM

сигналов при:

а) $K_{\Sigma 1}^P$ $K_{\Sigma 1}^S$ при $\Delta t_2 = \Delta t_3 = 0$, б) $K_{\Sigma 1}^P$ $K_{\Sigma 1}^S$ при $c_2 = 64$, $c_3 = -64$,

в) $K_{\Sigma 30}^P$ $K_{\Sigma 30}^S$ при $\Delta t_2 = \Delta t_3 = 0$, г) $K_{\Sigma 30}^P$ $K_{\Sigma 30}^S$ при $c_2 = 64$, $c_3 = -64$,

д) $K_{\Sigma 60}^P$ $K_{\Sigma 60}^S$ при $\Delta t_2 = \Delta t_3 = 0$, е) $K_{\Sigma 60}^P$ $K_{\Sigma 60}^S$ при $c_2 = 64$, $c_3 = -64$.

Из графиков, приведённых на Рис. 4 и Рис.5, видно, что коэффициенты суммарных внутрисистемных помех алгоритма оптимального измерения квадратурных компонент, в отличие от аналогичных коэффициентов стандартного алгоритма приёма, сильно зависят от величин отклонений частоты и времени прихода сигналов. Вследствие этого алгоритм оптимального измерения квадратурных компонент имеет преимущество перед стандартным алгоритмом приёма лишь при отклонении частоты в пределах 2% от частотного разноса между соседними поднесущими и отклонения времени прихода порядка 0.2% от интервала наблюдения.

5. Выводы

1. При использовании метода совместной динамической маршрутизации многомерные маршруты однозначно связаны с передаваемой информацией, что позволяет считать плотность распределения вероятностей $W(\lambda_x^{kb=}, \lambda_x^{kb\perp} | d_{im}^{kb})$ гауссовской с нулевым математическим ожиданием, характеризующейся дисперсией $\sigma_{\Delta_x}^{2kb}$.

2. Дисперсия оценок квадратурных компонент включает мощность белого гауссовского шума в полосе сигнала и доли мощностей внутрисистемных помех в зависимости от номера поднесущей сигнала, а для алгоритма оптимального измерения ещё долю мощности белого гауссовского шума в полосе внутрисистемных помех.

3. Дисперсия оценок квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов не зависит от мощности внутрисистемных помех при использовании алгоритма их оптимального измерения и точно известных приёмнику частоты и времени прихода OFDM сигналов, что позволяет при отношении сигнал/шум в канале связи, равном 30 дБ, обеспечить сохранение максимальной скорости передачи данных на поднесущей, в то время как при использовании стандартного алгоритма приёма указанная скорость снижается более чем в 2 раза.

4. В случае возможного отклонения параметров приёмника от параметров реального сигнала алгоритм оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов выигрывает по сравнению со стандартным алгоритмом приёма только при малых значениях отклонений.

Таким образом, алгоритм оптимального измерения квадратурных компонент поднесущих OFDM сигналов в сетях с совместной динамической маршрутизацией обеспечивает снижение влияния внутрисистемных помех на скорость передачи данных при большом отношении сигнал/шум и при малых отклонениях частоты и времени прихода OFDM сигналов.

Литература

1. Выборнов О.В., Измайлов А.М., Козлов С.В., Спирина Е.А. Тестирование ЭМС оборудования стандарта 802.11n фирмы InfiNet. // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2012. Т. 68. №4-2. С. 160–163.

2. Спирина Е.А., Козлов С.В., Винтенкова Ю.С. Разработка единого алгоритма приема, планирования, оптимизации, адаптивного использования ресурсов и маршрутизации в сетях широкополосного радиодоступа // Нелинейный мир. 2014. Т. 12. №10. С. 9–12.

3. Спирина Е.А. Оптимизация распределения информации в фиксированных сетях широкополосного радиодоступа с учётом внутрисистемных помех // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 9. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/sep15/5/text.pdf>.

4. Спирина Е.А., Козлов С.В. Метод маршрутизации, обеспечивающий повышение пропускной способности IP сетей в условиях внутрисистемных помех // Журнал радиоэлектроники. 2015. №12 URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec15/3/text.pdf>.

5. Винтенкова Ю. С., Козлов С. В., Спирина Е. А. Анализ эффективности метода совместной динамической маршрутизации в сетях широкополосного радиодоступа с трафиком протоколов TCP, HTTP, FTP // Журнал радиоэлектроники. 2016. №1 URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan16/3/text.pdf>.

6. Спирина Е.А. Оценка эффективности применения алгоритма оптимального измерения параметров OFDM сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 9. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/sep16/1/text.pdf>.

7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники - 3-е изд., перераб. и доп. - М. : Радио и связь, 1989. - 653 с.

8. Козлов С.В., Спирина Е.А., Фазылова Л.И. Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ №2016663494. Программа для ЭВМ «Программа OFDM Receiver» – Заявка №2016661064; Зарегистрирована в Реестре программ для ЭВМ 18.12.2016.

9. IEEE Std 802.11n™-2009.

<http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11n-2009.pdf>.

Ссылка на статью:

Е. А. Спирина, С. В. Козлов. Анализ эффективности использования алгоритмов оптимального приема OFDM сигналов в IP сетях с совместной динамической маршрутизацией. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb17/3/text.pdf>