

Эквалайзер для коррекции мультидоплеровских искажений OFDM-сигналов в сетях LTE и McWiLL

О.А. Шорин, генеральный директор ООО «НСТТ», профессор, д.т.н.; oshorin@gmail.com
Г.О. Бокк, директор по науке ООО «НСТТ», д.т.н.; bokkg@yandex.ru

УДК 621.396

Аннотация. На основе критерия максимального правдоподобия (МП) синтезировано правило оценки взаимных помех поднесущих (ICI), порождаемых множеством доплеровских сдвигов. Предложен алгоритм работы эквалайзера, осуществляющего подавление ICI и коррекцию замираний. Моделирование работы эквалайзера показало возможность поднять верхний предел скоростей перемещения абонентов в 2–2,5 раза без потери качества обслуживания для сетей стандартов LTE и McWiLL. Установлено, что сети стандарта McWiLL в базовых рабочих диапазонах обладают в 3 раза более высоким верхним порогом допустимых скоростей движения, чем сети стандарта LTE.

Ключевые слова: сети мобильной связи, оценка мультидоплеровского частотного сдвига, частотно-селективные замирания, подавление помех, OFDM, оценка максимального правдоподобия (ОМП).

ВВЕДЕНИЕ

Сигналы с OFDM-модуляцией составляют основу радиointерфейса сетей мобильной связи 4G [1, 2]. Из-за высокой спектральной эффективности и помехоустойчивости к многолучевому распространению OFDM-сигналы начали активно внедрять в другие системы [3, 4]. Среди наиболее известных сегодня сетевых стандартов с сигналами OFDM можно отметить семейство LTE/LTE-Advanced, IEEE 802.11, IEEE 802.16, а также стандарт McWiLL [2]. В LTE используют разнос OFDM поднесущих на 15 или 7,5 кГц (стандартный или расширенный режимы) и 12-ти поднесущих в элементарном ресурсном блоке, в McWiLL — разнос на 7,8125 кГц и восемь поднесущих в ресурсном блоке.

Технология OFDM обладает двумя недостатками: большое значение пикфактора (PAPR), снижающее КПД передатчика, и высокая чувствительность к ошибкам синхронизации по частоте. Из-за них в LTE исключили OFDM в линиях U_p (от абонента к базовой станции (БС)), и перешли на модуляцию SC-OFDM, пожертвовав спектральной эффективностью. В McWiLL такая замена не используется. И в самом стандарте LTE, как дополнительный для линий U_p , прописан режим распределенной передачи (Distributed Transmission). Поднесущие сигнального блока разделяют на перемежающиеся подмножества, каждое из которых распределяют для канала линии отдельного абонента. При этом PAPR снижается, но влияние ошибок частотной синхронизации возрастает. В результате проблема деградации связи при быстром перемещении абонентов остается открытой.

Природу возникновения «межподнесущих помех» (ICI) в сигналах OFDM из-за доплеровских сдвигов частот поясняет рис. 1, на котором показана ситуация сдвигающимся абонентом в зоне перекрытия сот соседних БС. Ресурс спектра является общим, поэтому сосед-

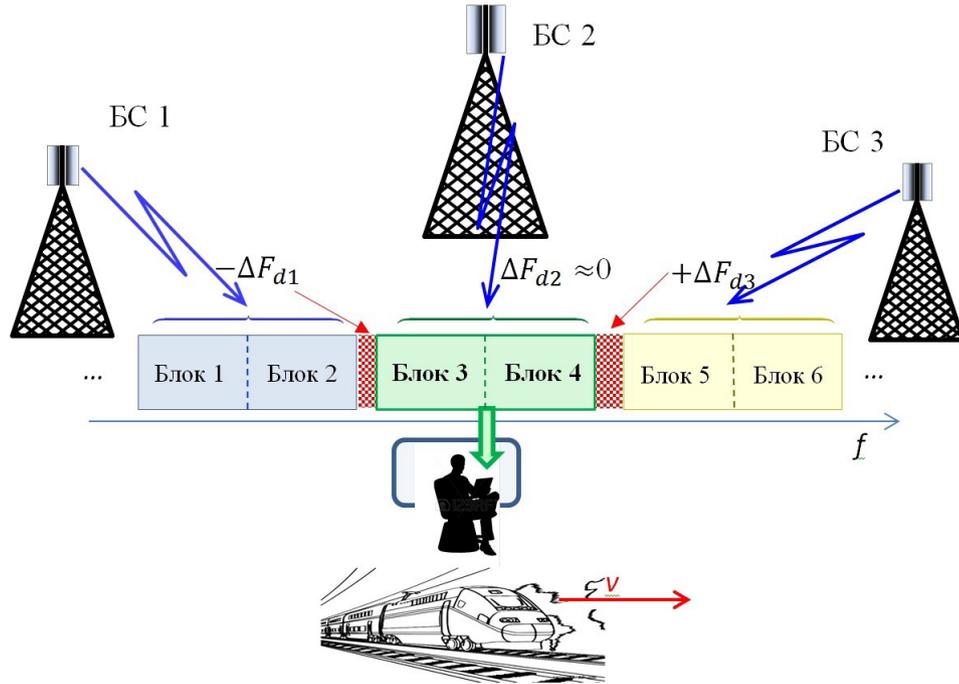
ние сигнальные блоки, принимаемые абонентом, могут транслироваться разными БС. В результате в соседних сигнальных блоках от разных БС возникнут взаимные помехи, так как из-за пространственного разнесения БС появятся различные доплеровские сдвиги транслируемых сигналов и произойдет потеря ортогональности поднесущих и возникнет ICI. Традиционные методы частотной синхронизации для решения не подходят, поскольку источником проблемы является не простое смещение спектра, а его неоднородные искажения на отдельных фрагментах спектра.

Результаты эксплуатации сетей LTE в диапазоне 2,6 ГГц показали ощутимое снижение качества связи при скоростях движения абонентов в поездах САПСАН (110 – 120 км/час и выше). Совершенно ясно, что этот недостаток препятствует переходу на работу в более высоких частотных диапазонах, где связь будет деградировать уже на умеренных скоростях движений абонентов. Без принятия дополнительных мер по обработке в стандарте McWiLL схожие проблемы наблюдаются с более низкой границы частот (2 ГГц). Это объясняет актуальность разработки техники борьбы с ICI, порождаемых доплеровскими сдвигами ресурсных блоков в OFDM-сигналах. По установившейся классификации устройства/алгоритмы компенсации искажений называют *эквалайзерами*. В [4–6] указанная тема широко проработана только для амплитудно-фазовых искажений в сочетании с простым доплеровским сдвигом несущего колебания.

ЭКВАЛАЙЗЕР ИСКАЖЕНИЙ, ПОРОЖДАЕМЫХ ДОПЛЕРОВСКИМИ СДВИГАМИ РЕСУРСНЫХ БЛОКОВ

Разработка эквалайзера для OFDM-сигналов блочной структуры позволит поднять устойчивость к быстрым перемещениям абонентов и снизить требования к ЭМС

Рисунок 1
Доплеровские смещения ресурсных блоков сигнала OFDM в области перекрытия сот соседних сайтов



в областях перекрытий сот сетей мобильной связи. Это откроет возможность применения более эффективных динамических правил распределения частотного ресурса для сетей стандартов LTE и McWiLL.

На рис. 2 приведена структурная схема демодулятора, включающая эквалайзер и работающая в режиме с обучающим каналом. В сетях LTE и McWiLL для настроек используют RS- и Pilot-сигналы синхронизации (вид которых известен). Фактически они составляют обучающие каналы в указанных сетях. Блоки схемы эквалайзера, подкрашенные серым цветом, представляют собой модули коррекции искажений и формирования «мягких оценок». На основе проведенных настроек должна осуществляться компенсация амплитудно-фазовых ис-

кажений и ICI, порождаемых доплеровскими сдвигами сигнальных блоков.

Модель блочного OFDM-сигнала с доплеровскими сдвигами. Рассмотрим сигнал OFDM, содержащий N частотных блоков, в каждом из которых находятся K равномерно разнесенных по частоте (на $\Delta\omega = 2\pi/T$) поднесущих, где T – длительность рабочего интервала такта OFDM-сигнала. Не ограничивая общности, можно в качестве рабочего интервала такта рассматривать отрезок времени $[-T/2, T/2]$.

Принимаемый в рабочем интервале отдельного такта OFDM-сигнал можно записать в виде:

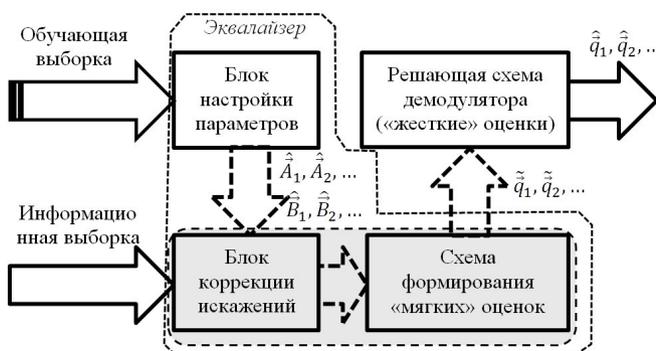
$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} A_n q_n(k) \cos(\omega_0 t + (nK + k + \delta_n) \Delta\omega t + \varphi_n(k) + \varphi_{n0}), \quad (1)$$

где ω_0 – частота несущей; $\Delta\omega$ – частотный разнос поднесущих; A_n, φ_{n0} – случайные амплитуда и фаза поднесущих блока с номером n ; δ_n – случайный относительный сдвиг частоты в блоке n ; $q_n(k), \varphi_n(k)$ – амплитуда и фаза символа, передаваемого в блоке n , на k -й поднесущей.

Так как сигнальные блоки могут формироваться различными БС, то в общем случае $A_n, \varphi_{n0}, \delta_n (n = 0, 1, \dots, N-1)$ будут разными. Случайные значения A_n, φ_{n0} порождаются замираниями, а случайные частотные сдвиги δ_n возникают из-за эффекта Доплера и нестабильности работы генераторов.

При приеме сигнал (1) переносят на видеочастоту и на интервале $[-T/2, T/2]$ производят квадратурную обработку в блоке корреляторов (модуль БПФ):

Рисунок 2
Схема эквалайзера в составе демодулятора OFDM



$$Z_{Rn}(k) = \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (A_{Rn'} q_{Rn'}(k') - A_{In'} q_{In'}(k')) \int_{-T/2}^{T/2} \cos(((n'-n)K + k' - k + \delta_{n'}) \Delta \omega t) dt + N_{шR}(n, k); \quad (2)$$

$$Z_{In}(k) = \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (A_{Rn'} q_{In'}(k') + A_{In'} q_{Rn'}(k')) \int_{-T/2}^{T/2} \cos(((n'-n)K + k' - k + \delta_{n'}) \Delta \omega t) dt + N_{шI}(n, k), \quad (3)$$

где $Z_{Rn}(k)$, $Z_{In}(k)$ – отсчеты синфазной и ортогональной компонент, формируемые на выходе блока корреляторов, соответствующего k -й поднесущей в ресурсном блоке n ; $A_{Rn'} = A_{n'} \cos \varphi_{n'0}$, $A_{In'} = A_{n'} \sin \varphi_{n'0}$, $q_{Rn'}(k') = q_{n'}(k') \cos(\varphi_{n'}(k'))$, $q_{In'}(k') = q_{n'}(k') \sin(\varphi_{n'}(k'))$ – квадратурные координаты символа модуляции, переданного в ресурсном блоке n' на поднесущей k' ($n' = 0, 1, \dots, N-1$, $k' = 0, 1, \dots, K-1$), $N_{шR}(n, k)$, $N_{шI}(n, k)$ – квадратурные компоненты шума в отсчетах.

В предположении $\delta_{n'} \ll 1$, $n' = 0, 1, \dots, N-1$, справедливом для реальных условий работы сетей, и с учетом того, что $\Delta \omega T = 2\pi$, выражения (2) и (3) можно записать через элементарные функции:

$$Z_{Rn}(k) \approx \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (A_{Rn'} q_{Rn'}(k') - A_{In'} q_{In'}(k')) \theta(n, n', k, k', \delta_{n'}) + N_{шR}(n, k); \quad (4)$$

$$Z_{In}(k) \approx \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (A_{Rn'} q_{In'}(k') + A_{In'} q_{Rn'}(k')) \theta(n, n', k, k', \delta_{n'}) + N_{шI}(n, k), \quad (5)$$

$$\text{где } \theta(n, n', k, k', \delta_{n'}) = \begin{cases} 1 & \text{при } (n'-n)K + k' - k = 0; \\ \frac{-1^{(n'-n)K+k'-k} \delta_{n'}}{(n'-n)K + k' - k} & \text{при } (n'-n)K + k' - k \neq 0. \end{cases} \quad (6)$$

Соотношения (4)–(6) определяют квадратурные отсчеты, формируемые на выходе блока корреляторов для произвольного такта OFDM и подверженные влиянию замираний и ИСІ, порожденных доплеровскими сдвигами.

Настройки параметров эквалайзера на базе ОМП. Исходя из (4)–(6), задача настройки параметров сводится к оценке неизвестных значений $A_{Rn'}$, $A_{In'}$ и $\delta_{n'}$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$). Будем считать шумовые компоненты $N_{шR}(n, k)$, $N_{шI}(n, k)$ независимыми, гауссовскими, с одинаковым законом распределения. В этом случае ОМП определяется условием

$$\min(J(\vec{A}_R, \vec{A}_I, \vec{\delta})), \quad (7)$$

где $J(\vec{A}_R, \vec{A}_I, \vec{\delta}) =$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \left[Z_{Rn}(k) - \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (A_{Rn'} q_{Rn'}(k') - A_{In'} q_{In'}(k')) \theta(n, n', k, k', \delta_{n'}) \right]^2 + \left[Z_{In}(k) - \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (A_{Rn'} q_{In'}(k') + A_{In'} q_{Rn'}(k')) \theta(n, n', k, k', \delta_{n'}) \right]^2 \right\}, \quad (8)$$

где $\vec{A}_R = (A_{R0}, A_{R1}, \dots, A_{R(N-1)})^T$, $\vec{A}_I = (A_{I0}, A_{I1}, \dots, A_{I(N-1)})^T$, $\vec{\delta} = (\delta_0, \delta_{R1}, \dots, \delta_{(N-1)})^T$ – подлежащие оценке искомые неизвестные квадратурные уровни и нормированные частотные сдвиги в блоках.

К сожалению, прямое использование (7), (8) приводит к нелинейной задаче, поскольку целевая функция содержит произведения $A_{Rn'} \delta_{n'}$ и $A_{In'} \delta_{n'}$. Чтобы избежать работы с нелинейными компонентами, введем дополнительные параметры

$$B_{Rn'} = A_{Rn'} \delta_{n'}; B_{In'} = A_{In'} \delta_{n'}. \quad (9)$$

Перепишем (8) с использованием (9)

$$J(\vec{A}_R, \vec{A}_I, \vec{B}_R, \vec{B}_I) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \left[Z_{Rn}(k) - (A_{Rn} q_{Rn}(k) - A_{In} q_{In}(k)) - \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (B_{Rn'} q_{Rn'}(k') - B_{In'} q_{In'}(k')) \theta^*(n, n', k, k') \right]^2 + \left[Z_{In}(k) - (A_{Rn} q_{In}(k) + A_{In} q_{Rn}(k)) - \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (B_{Rn'} q_{In'}(k') + B_{In'} q_{Rn'}(k')) \theta^*(n, n', k, k') \right]^2 \right\}, \quad (10)$$

$$\text{где } \theta^*(n, n', k, k') = \begin{cases} 0 & \text{при } (n'-n)K + k' - k = 0; \\ \frac{-1^{(n'-n)K+k'-k}}{(n'-n)K + k' - k} & \text{при } (n'-n)K + k' - k \neq 0. \end{cases} \quad (11)$$

В силу (9) компоненты $\vec{A}_R, \vec{A}_I, \vec{B}_R, \vec{B}_I$ не являются независимыми. Для них должно выполняться условие связи

$$A_{Rn'} B_{In'} - A_{In'} B_{Rn'} = 0 \quad (n' = 0, 1, \dots, N-1). \quad (12)$$

Задача из безусловной нелинейной с размерностью $3N$ преобразовалась в условную линейную с размерностью $4N$. Условие ограничений определяет выражение (12).

В соответствии с методом неопределенных множителей Лагранжа, задача условной оптимизации может быть преобразована к безусловной путем преобразования целевой функции (10):

$$J(\bar{A}_R, \bar{A}_I, \bar{B}_R, \bar{B}_I) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \left[Z_{Rn}(k) - (A_{Rn} q_{Rn}(k) - A_{In} q_{In}(k)) - \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (B_{Rn'} q_{Rn'}(k') - B_{In'} q_{In'}(k')) \theta^*(n, n', k, k') \right]^2 + \right. \\ \left. + \left[Z_{In}(k) - (A_{Rn} q_{In}(k) + A_{In} q_{Rn}(k)) - \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} (B_{Rn'} q_{In'}(k') + B_{In'} q_{Rn'}(k')) \theta^*(n, n', k, k') \right]^2 \right\} + \sum_{n=0}^{N-1} \lambda_n (A_{Rn} B_{In} - A_{In} B_{Rn}), \quad (13)$$

где λ_n ($n = 0, 1, \dots, N-1$) – множители, выбираемые так, чтобы обеспечить условие (12).

Задача (13) является линейной. Ее решение для произвольного набора λ_n можно записать как

$$\begin{bmatrix} \bar{A}_{2N} \\ \bar{B}_{2N} \end{bmatrix} = \Psi_{4N \times 4N}^{-1} \bar{U}_{4N}, \quad (14)$$

$$\text{где } \Psi_{4N \times 4N} = \mathbf{G}_{2KN \times 4N}^T \mathbf{G}_{2KN \times 4N} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2N \times 2N} & \mathbf{B}_{2N \times 2N}(\bar{\lambda}) \\ \mathbf{B}_{2N \times 2N}(\bar{\lambda}) & \mathbf{0}_{2N \times 2N} \end{bmatrix}; \quad \bar{U}_{4N} = \mathbf{G}_{2KN \times 4N}^T \bar{Z}_{2KN}; \quad \mathbf{B}_{2N \times 2N}(\bar{\lambda}) = \text{diag}(\mathbf{N}_{2 \times 2}(\lambda_0), \mathbf{N}_{2 \times 2}(\lambda_1), \dots, \mathbf{N}_{2 \times 2}(\lambda_{N-1}));$$

$$\mathbf{N}_{2 \times 2}(\lambda_n) = \begin{bmatrix} 0 & -\lambda_n \\ \lambda_n & 0 \end{bmatrix}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1; \quad \mathbf{G}_{2KN \times 4N} = (\bar{Q}_0 \bar{Q}_0^{(*)} \bar{Q}_1 \bar{Q}_1^{(*)} \dots \bar{Q}_{N-1} \bar{Q}_{N-1}^{(*)} \bar{R}_0 \bar{R}_0^{(*)} \bar{R}_1 \bar{R}_1^{(*)} \dots \bar{R}_{N-1} \bar{R}_{N-1}^{(*)});$$

$$\bar{Q}_m = \begin{pmatrix} 0, \dots, 0, q_{Rm}(0), q_{Rm}(1), \dots, q_{Rm}(K-1), \underbrace{0, \dots, 0}_{(N-m)K}, \underbrace{0, \dots, 0}_{(m-1)K}, q_{Im}(0), q_{Im}(1), \dots, q_{Im}(K-1), \underbrace{0, \dots, 0}_{(N-m)K} \end{pmatrix}^T;$$

$$\bar{Q}_m^{(*)} = \begin{pmatrix} \underbrace{0, \dots, 0}_{(m-1)K}, -q_{Im}(0), -q_{Im}(1), \dots, -q_{Im}(K-1), \underbrace{0, \dots, 0}_{(N-m)K}, \underbrace{0, \dots, 0}_{(m-1)K}, q_{Rm}(0), q_{Rm}(1), \dots, q_{Rm}(K-1), \underbrace{0, \dots, 0}_{(N-m)K} \end{pmatrix}^T;$$

$$\bar{R}_m = (\bar{R}_{Rm}^T, \bar{R}_{Im}^T)^T; \quad \bar{R}_m^{(*)} = (-\bar{R}_{Im}^T, \bar{R}_{Rm}^T)^T;$$

$$\bar{R}_{Rm} = (r_{Rm}(0), r_{Rm}(1), \dots, r_{Rm}(l), \dots, r_{Rm}(KN-1))^T; \quad \bar{R}_{Im} = (r_{Im}(0), r_{Im}(1), \dots, r_{Im}(l), \dots, r_{Im}(KN-1))^T;$$

$$r_{Rm}(l) = \sum_{k=0}^{K-1} q_{Rm}(k) \theta^*(1, m, l, k); \quad r_{Im}(l) = \sum_{k=0}^{K-1} q_{Im}(k) \theta^*(1, m, l, k);$$

$$\bar{Z}_{2KN} = (\bar{Z}_R^T, \bar{Z}_I^T)^T;$$

$$\bar{Z}_R = (Z_{R0}(0), Z_{R0}(1), \dots, Z_{R0}(K-1), Z_{R1}(0), \dots, Z_{R1}(K-1), \dots, Z_{R(N-1)}(0), \dots, Z_{R(N-1)}(K-1))^T;$$

$\bar{Z}_I = (Z_{I0}(0), Z_{I0}(1), \dots, Z_{I0}(K-1), Z_{I1}(0), \dots, Z_{I1}(K-1), \dots, Z_{I(N-1)}(0), \dots, Z_{I(N-1)}(K-1))^T$ – квадратурные отсчеты на выходе блока корреляторов.

Уравнения для множителей λ_n можно найти путем подстановки (14) в (12). К сожалению, аналитическое решение удастся определить только для случая с $N = 1$. Большие значения N приводят к уравнениям выше четвертой степени, решить которые получилось только численно. Однако на практике такой подход вполне устраивает, поскольку соответствующие вычислительные процедуры поиска корней алгебраических уравнений, получаемые для 2- и 3-кратных перекрытий сот, не обладают высокой сложностью и быстро сходятся.

Численная реализация алгоритма не испытывает жестких ограничений на число ресурсных блоков N . Следует отметить, что она достаточно просто обобщается не только на ситуации с неодинаковыми размерами ресурсных блоков, но и на другие, в которых частотные ресурсы блоков перемежаются. Указанные обобщения сводятся к установке более сложной связи между индексами поднесущих и параметрических компонент $\bar{A}_R, \bar{A}_I, \bar{B}_R, \bar{B}_I$. Эти полезные свойства обеспечивают возможность управления эквалайзером в реальном времени для широкого спектра условий с динамическим распределением спектрального ресурса в зонах перекрытий.

Компенсация амплитудно-фазовых искажений и ISI доплеровских сдвигов. Эквалайзер на базе сформированных оценок параметров $\bar{A}_R, \bar{A}_I, \bar{B}_R, \bar{B}_I$ должен так производить обработку наблюдений (2), (3), чтобы удовлетворить определенному рациональному критерию оптимальности. В качестве результирующего выхода всей процедуры обработки естественно рассматривать оценки квадратурных компонент переданных точек сигнальных созвездий:

$$\bar{q}_{2KN} = (\bar{q}_R^T, \bar{q}_I^T)^T, \quad (15)$$

где $\bar{q}_R = (q_{R0}(0), q_{R0}(1), \dots, q_{R0}(K-1), \dots, q_{R(N-1)}(0), \dots, q_{R(N-1)}(K-1))^T$;

$\bar{q}_I = (q_{I0}(0), q_{I0}(1), \dots, q_{I0}(K-1), \dots, q_{I(N-1)}(0), \dots, q_{I(N-1)}(K-1))^T$,

формируемых по наблюдениям

$$\bar{Z}_{2KN} = (\bar{Z}_R^T, \bar{Z}_I^T)^T. \quad (16)$$

Здесь

$\bar{Z}_R = (Z_{R0}(0), Z_{R0}(1), \dots, Z_{R0}(K-1), \dots, Z_{R(N-1)}(0), \dots, Z_{R(N-1)}(K-1))^T$;

$\bar{Z}_I = (Z_{I0}(0), Z_{I0}(1), \dots, Z_{I0}(K-1), \dots, Z_{I(N-1)}(0), \dots, Z_{I(N-1)}(K-1))^T$.

Заметим, что в (15) \bar{q}_R^T, \bar{q}_I^T относятся к точкам созвездий информационного канала и, следовательно, отличаются от $q_{Rl'}(k'), q_{Il'}(k')$, обозначающих в (2)–(5), (8), (10), (13), (14) квадратуры точек созвездий сигнала обучающего канала.

Для формирования оценок (15) применим критерий максимального правдоподобия. В предположении унифицированных гауссовых шумов в каналах находим, что соответствующее правило должно обеспечивать достижение минимума все той же целевой функции (7), однако в качестве ее аргументов нужно использовать квадратуры $\bar{q}_{2KN} = (\bar{q}_R^T, \bar{q}_I^T)^T$. Это линейная задача и ее решение можно получить стандартными методами:

$$\hat{\bar{q}}_{2KN} = (\mathbf{F}_{2KN \times 2KN}^T \mathbf{F}_{2KN \times 2KN})^{-1} \mathbf{F}_{2KN \times 2KN}^T \bar{Z}_{2KN}, \quad (17)$$

где

$$\mathbf{F}_{2KN \times 2KN} = \begin{bmatrix} \Phi_R & -\Phi_I \\ \Phi_I & \Phi_R \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{2KN \times 2KN} \begin{bmatrix} \Theta_{KN \times KN}^* & \mathbf{0}_{KN \times KN} \\ \mathbf{0}_{KN \times KN} & \Theta_{KN \times KN}^* \end{bmatrix};$$

$$\Phi_R &= \text{diag} \left(\underbrace{A_{R0}, A_{R0}, \dots, A_{R0}}_K, \dots, \underbrace{A_{R(N-1)}, A_{R(N-1)}, \dots, A_{R(N-1)}}_K \right);$$

$$\Phi_I &= \text{diag} \left(\underbrace{A_{I0}, A_{I0}, \dots, A_{I0}}_K, \dots, \underbrace{A_{I(N-1)}, A_{I(N-1)}, \dots, A_{I(N-1)}}_K \right) -$$

диагональные матрицы из значений \bar{A}_R, \bar{A}_I , полученных на этапе настройки;

$$\mathbf{T}_{2KN \times 2KN} = \begin{bmatrix} \Gamma_R & -\Gamma_I \\ \Gamma_I & \Gamma_R \end{bmatrix};$$

$$\Gamma_R &= \text{diag} \left(\underbrace{B_{R0}, B_{R0}, \dots, B_{R0}}_K, \dots, \underbrace{B_{R(N-1)}, B_{R(N-1)}, \dots, B_{R(N-1)}}_K \right);$$

$$\Gamma_I &= \text{diag} \left(\underbrace{B_{I0}, B_{I0}, \dots, B_{I0}}_K, \dots, \underbrace{B_{I(N-1)}, B_{I(N-1)}, \dots, B_{I(N-1)}}_K \right) -$$

диагональные матрицы из значений \bar{B}_R, \bar{B}_I , полученных на этапе настройки;

$\Theta_{KN \times KN}^* = \{\theta^*(0, 0, l, l')\}_{l=1, KN, l'=1, KN}$ – матрица, составленная из эле-

ментов дискретной функции (11);

$$\theta^*(0, 0, l, l') = \begin{cases} 0 & \text{при } l' = l; \\ -1^{l'-l} & \text{при } l' \neq l, \end{cases}$$

$\mathbf{0}_{KN \times KN}$ – нулевая матрица размером $KN \times KN$.

Соотношения (14) и (17) определяют алгоритм работы обеих ветвей эквалайзера, на выходе которого формируется «мягкая» оценка переданных символов OFDM-сигнала. При этом выполняется коррекция как амплитудно-фазовых искажений, так и искажений, порожденных ошибками синхронизации по частоте на множестве ресурсных блоков.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА РАБОТЫ ЭКВАЛАЙЗЕРА

Эффективность алгоритма работы эквалайзера (14), (17) была проверена с помощью моделирования. Рассматривалась линия Down в сети мобильной связи стандарта McWiLL. Общий частотный ресурс состоял из 48 поднесущих (шесть сигнальных блоков) с разносом

Рисунок 3

Пример работы эквалайзера в ресурсном блоке с модуляцией QAM16, проиллюстрированный символами: а – на выходе блока корреляторов; б – после амплитудно-фазовой подстройки (традиционная схема); в – после обработки предлагаемым эквалайзером

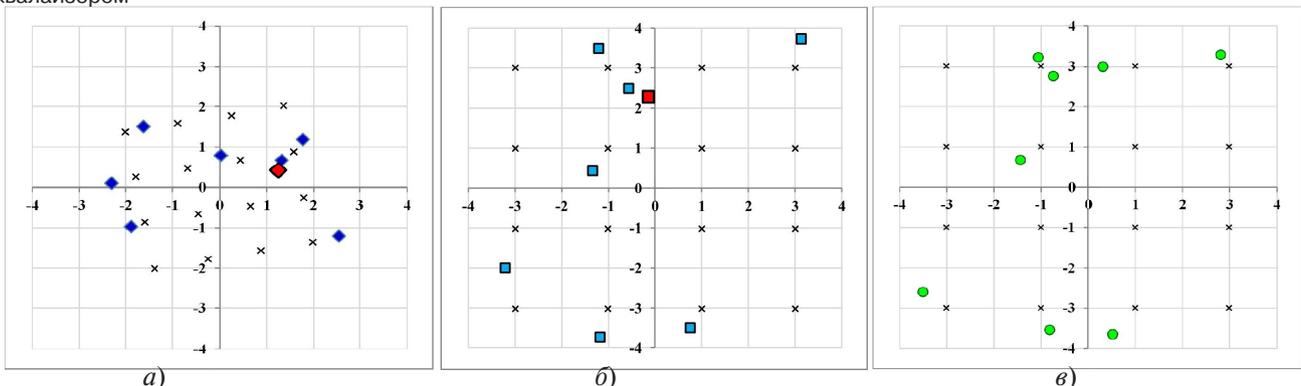
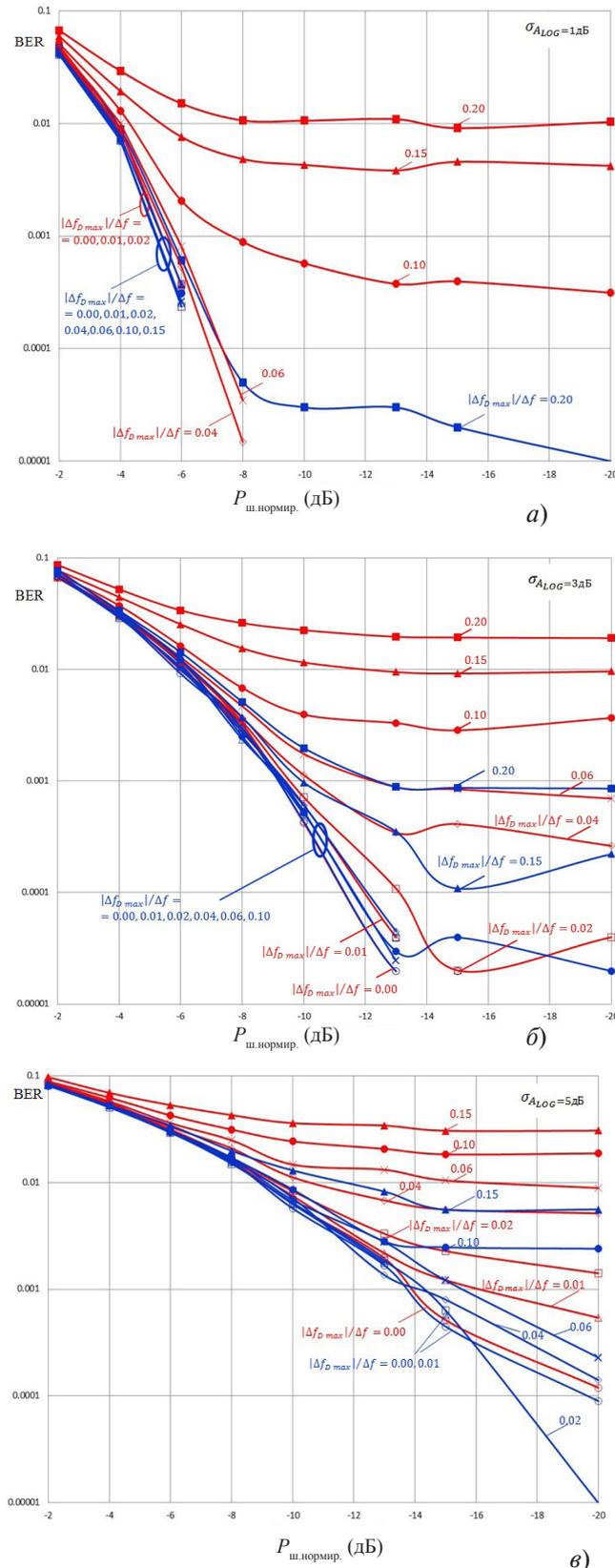


Рисунок 4

Вероятность ошибки демодуляции на бит для OFDM-сигнала от уровня шума: синим показаны случаи приема с эквалайзером, устраняющим влияние взаимных сдвигов поднесущих; красным – с традиционной схемой амплитудно-фазовой подстройки в ресурсных блоках



$\Delta f = 7,8125$ кГц. Этот ресурс совместно использовали три соты соседних БС, имеющие перекрытие зон обслуживания. Для моделирования замираний применялся логнормальный закон. Проводился анализ ситуации с уровнями среднеквадратических замираний 1; 3 и 5дБ. Размах возможных ошибок синхронизации по частоте $\Delta f_{D_{max}}$ в ресурсных блоках устанавливали равным $\{0,00; 0,01; 0,002, 0,004; 0,06; 0,10; 0,15; 0,20\} \Delta f$. При этом исследовали два варианта законов распределения частотных сдвигов: равномерный и соответствующий распределению Доплера при движении по прямому участку магистрали.

Результаты формировались в виде зависимостей наблюдаемых вероятностей ошибок приема на бит (BER) от уровня шумовых компонент в отсчетах на выходе демодулятора. Уровень шума задавался в относительных единицах к величине, равной $\frac{1}{2}$ дистанции между соседними точками амплитудно-фазовых созвездий в отсутствии замираний. Для сопоставления исследовали случаи: с применением на приеме схемы синтезированного эквалайзера и с обычными схемами автоматической подстройки уровней и фазовых сдвигов в ресурсных блоках.

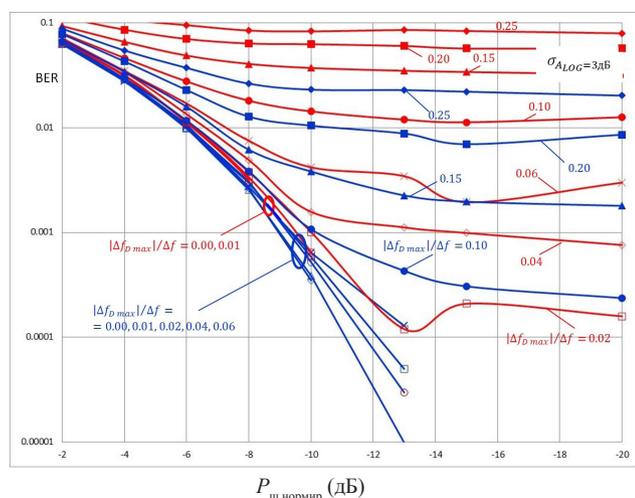
На рис. 3 показан пример обработки выборки символов одного ресурсного блока на одном такте. Приведенная ситуация соответствует применению модуляции QAM16. Символы \blacklozenge и \blacksquare обозначают замеренные положения символов на амплитудно-фазовой плоскости, а \times – точные расположения точек созвездия. Шум составлял -6дБ (к эталону), замирания имели уровень 3дБ, размах частотных отстроек $|\Delta f_{D_{max}}|/\Delta f = 0,06$.

Вариант до обработки представлен на рис. 3, а. Позиции созвездия и точек, сформированных на выходе блока корреляторов, повернуты по фазе и имеют уровень, несколько заниженный за счет замираний. Всего имеем восемь точек, каждая из которых относится к одной поднесущей ресурсного блока McWILL. Увеличенный знак \blacklozenge красного цвета характеризует точку, которая без дополнительной обработки будет демодулирована с ошибкой (так как ближайшая позиция созвездия не соответствует истинной). На рис. 3, б показаны точки созвездия модуляции и скорректированные замеренные позиции (символ \blacksquare), наблюдаемые после обработки в традиционных схемах амплитудной и фазовой подстройки. Коррекции ошибки не происходит. На рис. 3, в приведены замеренные позиции (\bullet), наблюдаемые после обработки в предлагаемом эквалайзере. Ошибочная позиция скорректирована.

На рис. 4, а–в представлены результаты испытаний, полученные при моделировании в виде зависимостей вероятности ошибки на бит (BER) от уровня шума для замираний с глубиной 1; 3 и 5 дБ. Разные кривые соответствуют ситуациям с различными размахами случайных частотных сдвигов. Распределение частотных сдвигов подчинялось равномерному закону. Размер выборки независимых испытаний в каждой точке составлял

Рисунок 5

Вероятности ошибок демодуляции на бит для OFDM-сигнала от уровня шума. Случай магистральной линии движения (пролет ± 3000 м, удаленность БС от трассы 150 м): синим показаны случаи с эквалайзером, устраняющим влияние взаимных сдвигов поднесущих; красным – с традиционной амплитудно-фазовой подстройкой в ресурсных блоках



20 000. Красным показаны результаты для традиционной амплитудно-фазовой подстройки, синим – для предлагаемого эквалайзера.

При малых уровнях замираний, когда сигналы от соседних сот не могут значительно различаться по уровню, влияние частотных сдвигов ресурсных блоков на качество передачи ослаблено. Эффект от применения эквалайзера начинает проявляться только при достаточно больших частотных сдвигах ($|\Delta f_{D \max}|/\Delta f > 0,1$). При меньших уровнях частотных сдвигов все рабочие характеристики практически совпадают.

С ростом уровня замираний возникает вероятность появления мощных сигналов в соседних ресурсных блоках. В результате ICI от соседних сот возрастает. Из рис. 4, б и в видно, что из-за замираний ухудшается рабочая характеристика с точной установкой частот ресурсных блоков. Рабочие характеристики системы с эквалайзером устойчиво концентрируются в ее окрестности, а традиционная схема деградирует, начиная

с $|\Delta f_{D \max}|/\Delta f \geq 0,04 - 0,06$.

На рис. 5 приведены характеристики для тех же условий, что и на рис. 4, в, только распределение доплеровских сдвигов здесь не равномерное, а соответствующее перемещению абонентов по магистрали. Видно, что чувствительность к ошибкам синхронизации по частоте возрастает. Схема с эквалайзером деградирует при $|\Delta f_{D \max}|/\Delta f \geq 0,15$, а без – при $|\Delta f_{D \max}|/\Delta f \geq 0,06$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрение эффекта потери ортогональности поднесущих OFDM-сигнала и возникновение взаимных помех (ICI) в условиях работы мобильных абонентов в зонах перекрытий сот показало, что эти явления появляются за счет различных доплеровских сдвигов сигналов, транслируемых сотами соседних сайтов. В сетях LTE/LTE-Advance и McWILL, при работе в диапазонах частот 2 ГГц и выше, в зонах перекрытий сот со скоростным движением из-за этого эффекта могут возникать заметные потери качества связи.

Предложенный алгоритм обработки и соответствующая схема эквалайзера для компенсации ICI, порождаемых неоднородным массивом доплеровских сдвигов в сочетании с амплитудно-фазовыми замираниями на множестве ресурсных блоков OFDM-сигнала, продемонстрировали возможность поднятия порога скоростей перемещений абонентов в 2–2,5 раза. Так, для стандарта LTE в диапазоне 2,6 ГГц предельная скорость движения абонентов без деградации качества работы повышается от 120 до 300 км/час. При сохранении ограничений на скорость движения абонентов применение разработанного эквалайзера позволяет повысить в 2–2,5 раза верхнюю границу используемых частотных диапазонов сетей мобильной связи с технологией OFDM.

В процессе анализа было установлено, что сети McWILL, работающие в диапазонах 300...400 МГц, достаточно устойчивы к быстрым перемещениям абонентов и допускают скорости до 350 км/час. В то время как сети LTE, для которых базовым является диапазон 2600 МГц, имеют значительно более низкую устойчивость и допускают скорости перемещения не более 120 км/час.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Sesia S., Toufik I., Baker M.** LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice. – John Wiley & Sons, Ltd., Publication. – 2011.
2. Technical Requirements for Air Interface of SC-DMA Wideband Radio Access Network System // Industry Standard for Communications in PRC, Issued by MIIT of PRC. – 2009.
3. **Palou G.** Underwater Acoustic MIMO OFDM: An experimental analysis. –

- Massachusetts Institute of Technology, September. – 2009.
4. **Abdelkareem A., Sharif B., Tsimendis C., Neasham J.** Compensation of Linear Multiscale Doppler for OFDM-Based Underwater Acoustic Communication Systems // Journal of Electrical and Computer Engineering. – 2012.
5. **Bala Jain R.** Performance of OFDM SYSTEM under High Doppler Spread // 2nd International Conference and workshop on

- Emerging Trends in Technology (ICWET) / Proceedings published by International Journal of Computer Applications (IJCA). – 2011. – P. 29–35.
6. **Rugini L., Banelli P.** Banded Equalizers for MIMO-OFDM in Fast Time-Varying Channels / 14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2006). – Florence, Italy, 4–8 September 2006; copyright by EURASIP.

Получено 03.10.16