

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ В СИСТЕМАХ С OFDM

Овинников А.А., аспирант Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: ovinnikovalexey@gmail.com;

Бакке А.В., к.т.н., доцент Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: usr37ru@yandex.ru

Ключевые слова: мультимедийное вещание, многолучевой канал, частотное детектирование, синхронизация, мультиплексирование.

Введение

Большинство современных телекоммуникационных систем мобильной связи и цифрового мультимедийного вещания используют в основе радиointерфейса физического уровня технологию ортогонального частотного разделения с мультиплексированием потока данных (OFDM). Обеспечивая высокую спектральную эффективность, устойчивость к многолучевому распространению и межсимвольной интерференции, технология OFDM при этом демонстрирует весьма существенную чувствительность к относительно небольшим частотным сдвигам между принимаемым сигналом и гетеродином приемного устройства.

Этот сдвиг проявляется в смещении всех поднесущих OFDM сигнала на величину рассогласования (carrier frequency offset - CFO), что может быть вызвано как расстройкой задающих генераторов приемного и передающего устройств, так и эффектом Доплера. Возникающее частотное рассогласование является причиной снижения эффективности функционирования приемника OFDM, состоящее в росте числа срывов синхронизации и в существенном увеличении вероятности битовой ошибки.

Для устранения этой проблемы в системах связи с OFDM применяются различные алгоритмы [2-11], как правило, основанные на содержащейся в OFDM сигнале избыточной информации: специальных вспомогательных символах [6] или циклическом префиксе [3,5,11]. Эффективно решая рассматриваемую проблему, подобные алгоритмы, вместе с тем, не могут применяться в системах с высокой спектральной эффективностью, в составе которых может отсутствовать подобного рода избыточность [1].

Основная цель настоящей работы состоит в сравнительном анализе эффективности функционирования наиболее распространенного способа оценки частотного сдвига, использующего циклический префикс, с методом оценки, основанным на анализе статистических свойств принимаемого сигнала OFDM. Последний метод не требует наличия в структуре сигнала OFDM циклического префикса или каких-либо вспомогательных символов и, следовательно, может быть применен в OFDM системах с высокой спектральной эффективностью.

Рассмотрены алгоритмы оценки частотного смещения в системе синхронизации OFDM сигналов во временной и частотной областях. В результате сравнительного анализа представленных алгоритмов в многолучевых каналах были сделаны выводы о точности получаемых оценок смещения несущей частоты и о возможностях практического применения подобных методов в системах с OFDM.

Определение CFO на основе статистических характеристик OFDM сигнала

В простейшем случае одиночный OFDM символ во временной области можно представить в виде суммы из N гармонических сигналов с частотами ω_k , $k = 1, N$, каждый из которых взвешен комплексным квадратурно-модулированным отсчётом $x(k)$ [10]:

$$s(t) = \left[\sum_{k=1}^N x(k) e^{j\omega_k t} \right] \times g(t) = \left[\sum_{k=1}^N x(k) e^{j2\pi k \Delta f t} \right] \times \text{rect}\left(\frac{t}{NT_M}\right), \quad (1)$$

где T_M – период следования комплексных отсчетов $x(k)$,

$\omega_k = 2\pi k \Delta f = \frac{2\pi k}{NT_M}$ – частота k -й поднесущей,

$\Delta f = 1/NT_M$ – расстояние между поднесущими,

$g(t) = \text{rect}(t/NT_M)$ – функция, формирующая огибающую OFDM символа. Нетрудно заметить, что (1) с точностью до постоянного множителя совпадает с выражением обратного преобразования Фурье, что означает непосредственное использование этого преобразования или его быстрых форм для практического формирования OFDM сигналов. Фурье преобразование от $g(t)$ представляет собой свертку функции sinc с дельта-функцией $\delta(f - f_k)$ и для k -й поднесущей может быть представлено в виде:

$$S_k(f) = \frac{\sin(\pi NT_M f / 2)}{\pi NT_M f / 2} * \delta(f - f_k) = \frac{\sin\left(\pi \frac{f - f_k}{\Delta f}\right)}{\pi \frac{f - f_k}{\Delta f}}. \quad (2)$$

При демодуляции OFDM символа над принятым сигналом выполняется прямое преобразование Фурье. При этом, случаю совпадения опорных частот в приемном устройстве с реальными значениями поднесущих ω_k ($k = 1, N$) в OFDM сигнале будут соответствовать максимальная амплитуда выделяемых сигналов всех поднесущих и отсутствие их взаимного влияния (рис. 1).

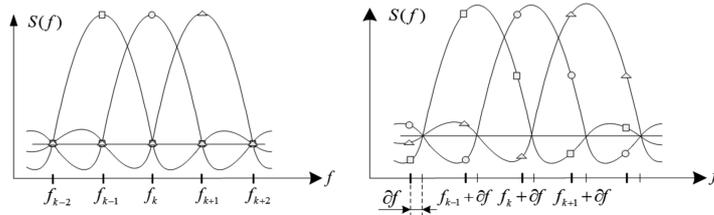


Рис.1

Если между опорными частотами приемного устройства и значениями поднесущих в принимаемом OFDM сигнале имеется рассогласование $f_k + \delta f$, то получаемые в результате демодуляции символы $\tilde{x}(k)$ будут искажены интерференцией (рис.1, справа).

Амплитуда интерференционной составляющей на n -й поднесущей при наличии рассогласования $f_k + \delta f$ будет определяться как

$$I_n = \left| \sum_{k \neq n} \tilde{x}(k) \cdot S_k(f_n + \delta f) \right|.$$

Поскольку комплексные отсчеты принятого квадратурно-модулированного сигнала $\tilde{x}(k)$ являются случайными величинами, то и амплитуда интерференционной составляющей на n -й поднесущей I_n также будет случайной величиной. Дисперсия интерферирующих поднесущих может быть представлена выражением [11]:

$$\sigma_{I_n}^2 = \sum_{k \neq n} \sigma_{x(k)}^2 \cdot |S_k(f_n + \delta f)|^2,$$

где $\sigma_{x(k)}^2$ - дисперсия отсчетов $\tilde{x}(k)$. Предполагая, что $\tilde{x}(k)$ поступают из канала связи с гауссовским белым шумом с дисперсией σ_n^2 , нетрудно заметить, что наличие интерференционной составляющей в спектре OFDM сигнала приводит к отклонению формы закона распределения спектральных отсчетов от нормального с тенденцией уплощения вершины распределения [10] пропорционально росту δf (рис.2). Это обстоятельство позволяет использовать для оценки величины частотного смещения δf коэффициент эксцесса, отражающий степень островершинности эмпирического распределения по отношению к нормальному.

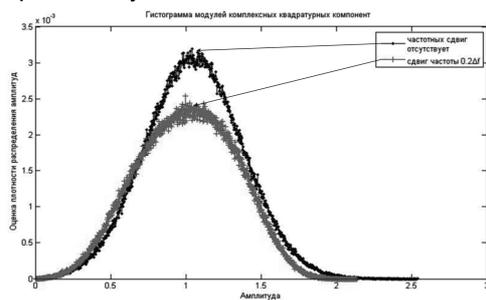


Рис. 2.

В простейшем случае, алгоритм оценки частотного смещения, основанный на использовании коэффициента эксцесса ($J(s)$) (далее алгоритм ST), можно представить в следующем виде [10]:

$$\hat{\epsilon} = \min_{s \in (-N, N)} \{J(s)\}, \tag{3}$$

$$\tilde{x}_{i,s}(k) = \sum_{n=1}^N r'_i(n) e^{-j2\pi(f_n + s)k},$$

$$J(s) = \frac{\sum_{i=1}^L \sum_{k=1}^N |\tilde{x}_{i,s}(k)|^4 / L}{\left(\sum_{i=1}^L \sum_{k=1}^N |\tilde{x}_{i,s}(k)|^2 / L \right)^2}. \tag{4}$$

где $\hat{\epsilon}$ - нормированное к Δf значение частотного сдвига; N - общее количество поднесущих в OFDM символе, L - количество символов OFDM, используемых для оценки, $r'_i(k)$ - комплексные отсчеты i -го символа OFDM после процедуры удаления циклического префикса, s - величина варьируемого частотного сдвига.

С целью упрощения расчетов для нахождения (3) можно воспользоваться методом аппроксимации (4) кривыми [10]. Для этого необходимо вычислить значения (4) для трех разных последовательностей $\tilde{x}_{i,s}(k)$: непосредственно принятой - $J(0)$ и смещенных на величину $\pm \Delta f / 4$ относительно $f_k = k\Delta f$ ($k = 1, N$) - $J(-1/4)$, $J(1/4)$. В этом случае решение (3) можно определить в виде [10]:

$$\hat{\epsilon} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \sin^{-1}(b), & a \geq 0, \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi} \sin^{-1}(b), & a < 0, b \geq 0, \\ -\frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi} \sin^{-1}(b), & a < 0, b \leq 0. \end{cases} \tag{5}$$

где $b = (J(1/4) + J(-1/4)) / 2$, $a = b - J(0)$.

Определение CFO на основе использования циклического префикса

Согласно [5], с целью нахождения $\hat{\epsilon}$ для каждого принятого OFDM символа необходимо определить максимум следующей функции (далее алгоритм ML):

$$\Lambda(\hat{\epsilon}, i) = |\gamma(i)| \cos(2\pi\hat{\epsilon} + \angle \gamma(i)) - \rho \Phi(i), \tag{6}$$

$$i = \overline{1, (2 \cdot N_g - 1)}$$

где оператор \angle обозначает аргумент комплексного числа,

$$\gamma(i) = \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k+i)r^*(k+i+N), \tag{7}$$

$$\Phi(i) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N_g-1} |r(k+i)|^2 + |r(k+i+N)|^2, \tag{8}$$

$$\rho = \frac{\sigma_{x(k)}^2}{\sigma_{x(k)}^2 + \sigma_n^2}, \tag{9}$$

где $r(k)$ - отсчеты принятого OFDM сигнала во временной области. Функция $\gamma(i)$ определяет взаимную корреляцию между N_g отсчетами циклического префикса и соответствующей части OFDM символа, а $\Phi(i)$ позволяет компенсировать влияние на решение средней мощности сигнала. Количество отсчетов на один OFDM символ определяется параметром N . Из (6) следует, что $\Lambda(\hat{\epsilon}, i)$ достигает максимума при выполнении равенства

$$\hat{\epsilon} = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma_{\max}. \tag{10}$$

Связь нормированной оценки $\hat{\epsilon}$ с искомым значением частотного сдвига δf_{ML} определяется следующим выра-



жением [11]:

$$\hat{\partial f}_{ML} = \frac{(N + N_g)}{N} \hat{\epsilon} \Delta f. \quad (11)$$

Эксперимент

Моделирование алгоритмов оценивания частотной нестабильности было выполнено в среде Matlab. В качестве исследуемых OFDM сигналов использовались символы длительностью $T_s=2,25$ мс, включая циклический префикс $T_g = T_s/8$, состоящие из 256 поднесущих с $\Delta f = 440$ Гц и модуляцией QPSK на каждой поднесущей.

В качестве каналов связи использовались модели многолучевого стационарного канала связи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), нормированные профили которых представлены на рис. 3. Вычисление значения частотного сдвига выполнялось для двух рассмотренных выше методов. С целью повышения достоверности результатов использовалось усреднение оценки сдвига частоты по $L = 10000$ OFDM символам.

Точность определения оценок смещения частоты рассчитывалась в соответствии со следующим выражением [9]:

$$e = \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{ис}}} (\partial f_i - \hat{\partial f}_i)^2}{N_{\text{ис}} \Delta f^2}, \quad (12)$$

где ∂f_i и $\hat{\partial f}_i$ - истинное и вычисленное в ходе эксперимента значения частотного сдвига.



Рис. 3. а) двухлучевая модель; б) экспоненциальная модель

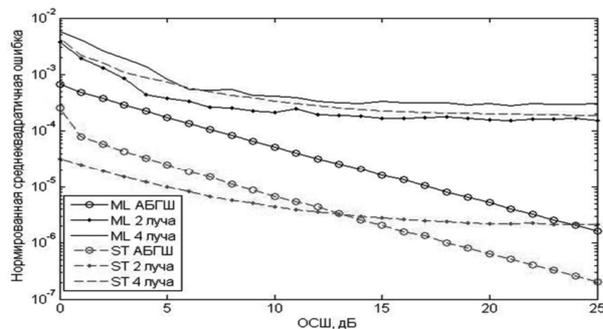


Рис. 4.

Графики зависимости нормированной среднеквадратичной ошибки e оценки смещения частоты от отношения сигнал-шум в канале связи для рассматриваемых методов представлены на рис. 4. Из анализа полученных зависимостей можно сделать вывод о том, что применение алгоритма ST в каналах с АБГШ по сравнению с ML даёт выигрыш в ОСШ порядка 10 дБ при нормированной СКО определения частотного сдвига $e = 10^{-5}$. В 2-х лучевом канале алгоритм ST оказывается значительно эффективнее и даёт в 100 раз более точную оценку смещения частоты, однако с увеличением количества лучей оба исследуемых алгоритма дают сопоставимые результаты.

Заключение

В настоящей статье проведено исследование точности определения частотного смещения OFDM сигнала по двум методам оценки. Был приведён сравнительный анализ представленных алгоритмов для различных моделей

многолучевых каналов с АБГШ. Показано, что в условиях АБГШ и двухлучевой модели канала связи метод оценки частотного смещения, основанный на расчете коэффициента эксцесса, предоставляет несомненное преимущество по сравнению методом оценки, основанным на циклическом префиксе. Это наблюдение позволяет сделать вывод о том, что алгоритм ST может с успехом быть применен для решения задачи оценки частотного смещения в системах с OFDM, не использующих циклический префикс.

Литература

1. R.W. Chang, Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission, Bell Systems Technical Journal, vol. 46, P. 1775–1796, 1966.
2. Schmidl, T.M. and Cox, D.C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. IEEE Trans. Commun., vol. 45(12), P. 1613–1621, 1997.
3. F. Daffara and A. Chouly, Maximum likelihood frequency detectors for orthogonal multicarrier systems, in Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC'93), P. 766-771 1993.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 1104 с.
5. J. J. van de Beek, M. Sandell, and P.O. Bojesson, ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 45, no. 7, P. 1800-1805, 1997.
6. Moose, P.H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. IEEE Trans. Commun., vol 42, P. 2908–2914, 1994.
7. Classen, F. and Myer, H. Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels. IEEE VTC'94, P. 1655–1659, 1994.
8. H. Liu and U. Tureli. A high-efficiency carrier estimator for OFDM communications. IEEE Commun. Lett., 2(4):104-106, 1998.
9. F. Yang, K. H. Li, and K. C. Teh, A carrier frequency offset estimator with minimum output variance for OFDM systems, IEEE Communication Letters, vol. 8, no. 11, P. 677-679, 2004.
10. Yingwei Yao, Georgios B. Giannakis; Blind carrier frequency offset estimation in SISO, MIMO, and multiuser OFDM systems, IEEE Trans. Communications, vol. COM-53, pp. 173 - 183, 2005.
11. L. Hanzo, T. Keller. OFDM and MC-CDMA. A Primer. – IEEE Communicational Society. Sponsor John Wiley & Sons, Ltd.

RELATIVE ANALYSIS OF FREQUENCY DETECTION ALGORITHMS IN OFDM SYSTEMS

Ovinnikov A., Bakke A.

Two algorithms of carrier frequency offset estimation in time, based on the redundant information contained within the cyclic prefix, and “blind” assay in frequency domain for OFDM signal are considered. Analysis of there efficiency in different multipath channels allows to suppose that this synchronization techniques may be used in practical systems with a small modifications.