Интернет-журнал «Наукovedение» ISSN 2223-5167 <http://naukovedenie.ru/>
Выпуск 6 (25) 2014 ноябрь – декабрь <http://naukovedenie.ru/index.php?p=issue-6-14>
URL статьи: <http://naukovedenie.ru/PDF/200TVN614.pdf>
DOI: 10.15862/200TVN614 (<http://dx.doi.org/10.15862/200TVN614>)

УДК 621.396.94

Казачков Виталий Олегович

ФГОБУ ВПО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»
Россия, Москва¹
Аспирант
E-mail: Elektronik89@rambler.ru

Исследование метода определения полосы Long Term Evolution сигналов по циклическому префиксу в каналах с замираниями

¹ 142121 Московская область, г. Подольск, ул. Генерала Смирнова д. 3, кв. 192

Аннотация. Определение занимаемой полосы сигнала – это одна из операций при решении задачи радиомониторинга. Большинство разработанных методов по оценке занимаемой полосы для случая канала с аддитивным белым Гауссовским шумом дают высокую точность оценки полосы, однако, в случае наличия замираний в канале, точность снижается. В данной статье предлагается устойчивый к замираниям слепой метод, позволяющий определить занимаемую полосу сигнала стандарта Long Term Evolution на основе циклического префикса в широком диапазоне значений отношения сигнал/шум. Этот метод основан на построении семейства корреляционных кривых по циклическому префиксу с параметрами, характерными для каждого возможного варианта занимаемой полосы. Аналогичная операция используется в стандарте для грубой временной синхронизации с началом слота. Точность предложенного метода зависит от дальнейшего анализа полученных кривых. В данной работе предлагается проводить подсчет количества локальных максимумов, расположенных выше порогового уровня. Для текущего значения занимаемой полосы корреляционная кривая будет иметь минимальное количество локальных максимумов. Эффективность предложенного метода подтверждена результатами имитационного моделирования в среде Matlab/Simulink для моделей каналов с замираниями. Показано, что предложенный метод в условиях воздействия в канале замираний позволяет добиться той же точности, что и при воздействии в канале только аддитивного белого Гауссовского шума.

Ключевые слова: цифровая связь; слепая оценка; занимаемая полоса; ортогональное частотное мультиплексирование; циклический префикс; корреляционная функция; анализ кривых; локальные максимумы; имитационное моделирование; каналы с замираниями.

Ссылка для цитирования этой статьи:

Казачков В.О. Исследование метода определения полосы Long Term Evolution сигналов по циклическому префиксу в каналах с замираниями // Интернет-журнал «НАУКОВЕДЕНИЕ» 2014. № 6
<http://naukovedenie.ru/PDF/200TVN614.pdf> (доступ свободный). Загл. с экрана. Яз. рус., англ. DOI:
10.15862/200TVN614

Введение

LTE (Long Term Evolution) – это стандарт мобильной связи, разработанный консорциумом 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Ключевыми особенностями стандарта являются: масштабируемая полоса (1.4, 3, 5, 10, 15 и 20 МГц, а так же варианты с агрегацией до 5 сигналов с одинаковой полосой), использование ортогонального частотного мультиплексирования (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM) в нисходящем направлении (downlink) и ортогонального частотного мультиплексирования с одной несущей (Single Carrier OFDM – SC-OFDM) в восходящем (uplink), возможность передвижения абонентов на высоких скоростях (до 350 км/ч), высокие скорости передачи данных - начиная с 10 релиза, стандарт официально признан системой 4 поколения (4 generation - 4G) [1-4]. Эти особенности делают стандарт LTE наиболее перспективным направлением развития мобильных сетей.

Точное определение занимаемой полосы важно не только в задачах радиомониторинга, знание полосы сигнала, например, может использоваться в системах когнитивного радио для определения конфигурации принимаемого сигнала LTE, что в свою очередь позволит правильно демодулировать сигнал. В соответствии с рекомендацией Международного союза электросвязи (МСЭ) при измерении ширины полосы частот может применяться метод измерения по уровню χ дБ. Такой подход получил широкое применение на практике и показал высокую эффективность в широком диапазоне отношений сигнал/шум (ОСШ) при наличии в канале аддитивного белого Гауссовского шума (АБГШ), где ОСШ – это отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума, При воздействии замираний (если не использовать эквалайзер), точность оценки полосы сигнала такого подхода снижается. Так же разработаны методы оценки полосы OFDM сигналов на основе Вейвлет преобразования [5-6], позволяющие добиться высокой точности оценки занимаемой полосы частот при высоких значениях ОСШ, но при низких ОСШ точность так же заметно ухудшается.

В данной статье рассматривается слепой метод оценки полосы сигнала стандарта LTE, устойчивый к замираниям, позволяющий добиться высокой точности оценки занимаемой полосы сигнала даже при низких ОСШ.

Модель OFDM сигнала

Общий принцип формирования OFDM сигнала можно писать следующим образом: последовательный поток данных конвертируется в параллельный после чего модулируется (применяется квадратурная фазовая (ФМ-4) или 16 и 64 позиционная квадратурная амплитудная модуляция (КАМ-16, КАМ-64)). Затем параллельный поток подвергается обратному быстрому преобразованию Фурье (ОБПФ) (IFFT – inverse fast Fourier transform). OFDM символ, построенный на основе сигналов с прямоугольной формой огибающей, можно записать в следующем виде [3,7]:

$$S_{OFDM}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} X_k e^{\frac{2j\pi kt}{T_s}}, \quad 0 \leq t \leq T_s$$

где K - общее количество поднесущих, T_s - длительность символа, X_k - комплексный модулированный символ.

После выполнения ОБПФ добавляется циклический префикс, используемый в OFDM системах для борьбы с межсимвольной интерференцией. Применительно к OFDM системам это означает разделение длительности символа T_s на полезную часть T_U и защитный интервал Δ . Часть сигнала, передаваемая на длительности защитного интервала, является циклическим

префиксом OFDM символа, т.е. на длительности защитного интервала передается копия части OFDM символа, взятая с “конца” полезного интервала [3,7]. Наглядно описанная операция представлена на рис. 1.

Рис. 1. Формирование циклического префикса (составлено автором)

Описание метода

В основе рассматриваемого метода лежит вычисление корреляционной кривой по циклическому префиксу для 6 возможных вариантов полос, в дальнейшем задача сводится к анализу полученных результатов. Точность предложенного метода напрямую зависит от метода анализа корреляционных кривых. В данной статье предлагается разбивать массив значений корреляционной функции на меньшие фрагменты (интервалы) и производить вычисление количества расположенных выше некоторого порогового значения локальных максимумов корреляционной кривой в каждом интервале. Решение о значении занимаемой полосы выносится для канала с наименьшим количеством локальных максимумов.

В качестве формулы для вычисления корреляционной кривой может быть использовано математическое описание, представленное в [7] (стоит отметить, что эта же операция используется, например, для грубой символьной синхронизации [7-8]):

$$C[k] = \sum_{n=0}^9 \sum_{k=0}^{k_{\max}-1} \frac{2 \sum_{r=0}^9 z[k_{\max} n + k + r] z^*[k_{\max} n + k + r + N_{\text{fft}}]}{\sum_{r=0}^9 [k_{\max} n + k + r]^2 + \sum_{r=0}^9 [k_{\max} n + k + r + N_{\text{fft}}]^2}$$

где $n = 0, \dots, 9$ - номер учитываемого слота

$r = 0, \dots, r_{\max}$ - номер отсчета циклического префикса

k - номер отсчета в слоте

$k = 0, \dots, k_{\max}$

N_{fft} - кол-во отсчетов ОБПФ

Значения параметров $r_{\max}$, $k_{\max}$, и N_{fft} зависят от полосы сигнала (таблица 1).

Таблица 1

Значения параметров для расчета корреляционной функции
(составлено автором)

Занимаемая полоса	$r_{\max}$		$k_{\max}$	N_{fft}
	Нормальный ЦП	Расширенный ЦП		
1.4	9	31	959	128
3	19	63	1919	256
5	39	127	3839	512
10	79	255	7679	1024
15	119	383	11519	1536
20	159	511	15359	2048

В случае, когда параметры $r_{\max}$, $k_{\max}$ и N_{fft} выбраны правильно для текущего значения занимаемой полосы сигнала, корреляционная кривая будет иметь 7 или 6 ярко выраженных локальных максимумов для случая нормального или расширенного циклического префикса соответственно (рис. 2). Количество локальных максимумов обусловлено количеством OFDM символов в слоте и соответствует моментам начала OFDM символов. В случае, когда параметры $r_{\max}$, $k_{\max}$ и N_{fft} выбраны неверно для текущего значения занимаемой полосы сигнала, корреляционная кривая будет иметь шумоподобный вид (рис. 3). Зависимости на рис. 2 - 3 получены при значении ОСШ 5 дБ.

Рис. 2. Зависимость нормированной корреляционной функции $S[k]$ от номера отсчета в слоте k для нормального циклического префикса при занимаемой полосе в 1.4 МГц, $r_{\max} = 9$, $k_{\max} = 959$, $N_{\text{fft}} = 128$ (составлено автором)

Описанное выше свойство корреляционной функции циклического префикса лежит в основе предлагаемого метода, заключающегося в вычислении нормированной корреляционной функции $C[k]$ для всех возможных вариантов наборов параметров $r_{\max}$, $k_{\max}$, и N_{fft} и дальнейшем анализе полученных кривых [9]. Обобщенная структурная схема метода представлена на рис. 4.

Имитационное моделирование

В виду сложности аналитического решения рассматриваемой задачи в качестве основного метода расчета и анализа характеристик выбран метод имитационного моделирования. Имитационное моделирование проводилось в среде Matlab/Simulink на разработанной модели стандарта LTE для канала с замираниями со следующими профилями задержки: Extended Pedestrian A (EPA), Extended Vehicular A (EVA) и Extended Typical Urban (ETU) с максимальной частотой Доплера 5, 70 и 300 Гц, соответственно. Эти профили представляют низкий, средний и высокий разброс задержки среды. Характеристики каналов представлены в таблице 2, 3 и 4 [10]. При этом использовались следующие параметры модели: направление передачи – downlink, вид модуляции ФМ-4, размер циклического префикса – нормальный.

Рис. 3. Зависимость нормированной корреляционной функции $C[k]$ от номера отсчета в слоте k для нормального циклического префикса при занимаемой полосе в 1.4 МГц, $r_{\max} = 19$, $k_{\max} = 1919$, $N_{\text{fft}} = 256$ (составлено автором)

Рис. 4. Обобщенная структурная схема предлагаемого метода (составлено автором)

Таблица 2

Профиль задержки ЕРА (составлено автором)

Задержка, нс	Мощность, дБ
0	0
30	-1
70	-2
90	-3
110	-8
190	-17.2
410	-20.8

Таблица 3

Профиль задержки EVA (составлено автором)

Задержка, нс	Мощность, дБ
0	0
30	-1.5
150	-1.4
310	-3.6
370	-0.6
710	-9.1
1090	-7
1730	-12
2510	-16.9

Таблица 4

Профиль задержки ETU (составлено автором)

Задержка, нс	Мощность, дБ
0	-1
50	-1
120	-1
200	0
230	0
500	0
1600	-3
2300	-5
5000	-7

Результаты имитационного моделирования показали, что в условиях воздействия в канале только АБГШ предлагаемый метод и метод оценки по уровню x дБ (в качестве уровня x рассматривались значения 3 и 5 дБ) позволяют добиться доли правильного измерения полосы не менее 99% в диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ. Все представленные характеристики получены с применением усреднения по 50000 отсчетам, что при округлении до большего целого количества слотов соответствует диапазону от 4 слотов при полосе в 20 МГц до 52 слотов при полосе в 1.4 МГц. Достоверность полученных оценок составляет 0.997, величина относительной ошибки не превышает значения 0.02. Полученные зависимости частично представлены на рис. 5 – рис. 10. Отметим, что для метода определения полосы по уровню x дБ в качестве допустимой погрешности измерений выбрано значение $\pm 10\%$ от номинального значения. Предлагаемый метод является пороговым, т.е. выбирает значения занимаемой полосы из возможного ансамбля значений, поэтому для него использования понятия допустимой погрешности некорректно (метод определяет полосу либо верно, либо неверно, без какого либо отклонения). Результаты моделирования для полосы в 1.4 МГц для каналов ЕРА, EVA и ETU представлены на рис. 5, рис. 6 и рис. 7, соответственно. На графиках синяя линия – это предлагаемый метод (ПМ), зеленая – метод оценки по уровню 3 дБ, красная – метод оценки по уровню 5 дБ. Полученные зависимости (рис. 5 – рис. 10) в целом соответствуют результатам, представленным в работах других исследователей [5-6].

Из полученных результатов следует, что предлагаемый метод, так же, как и в случае с АБГШ, позволяет добиться доли правильного измерения полосы не менее 99% в диапазоне ОСШ от 0 до 30 дБ. Метод оценки по уровню x дБ показал наилучшие результаты при $x=5$ дБ при ОСШ более 5 дБ. При ОСШ менее 5 дБ при $x=3$ дБ метод позволяет получить большую долю правильных решений, чем при $x=5$ дБ. При ОСШ свыше 5 дБ проигрыш методов по уровню x дБ в сравнении с предлагаемым методом составляет не более 0.5 при $x=5$ дБ и не более 0.15 при $x=3$ дБ. Однако, при ОСШ менее 5 дБ проигрыш значительно увеличивается. Так при ОСШ - 9 дБ предлагаемый метод для всех рассматриваемых моделей канала обеспечивает долю правильных измерений не менее 0.65, в то время как методы по уровню x дБ обеспечивают значение не выше 0.12.

Рис. 5. Зависимость вероятности верного определения полосы от ОСШ для полосы 1.4 МГц, модель канала EPA (составлено автором)

Рис. 6. Зависимость вероятности верного определения полосы от ОСШ для полосы 1.4 МГц, модель канала EVA (составлено автором)

При -9 дБ вероятность верного определения полосы составляет не менее 65%. В работе [5], авторы говорят о 100% точности метода при 3 дБ, в то время как предложенный метод дает соизмеримый результат и при 0 дБ. Метод на основе вейвлет преобразования, предложенный в [6], при ОСШ -5 дБ обеспечивает ошибку оценки не менее 45% при использовании вейвлета Хаара и уровне декомпозиции 6. Предложенный же метод обеспечивает ошибку оценки до 30%, 20% и 20% для каналов EРА, EVA и ETU, соответственно.

Результаты имитационного моделирования показали, что с увеличением полосы сигнала доля правильных измерений полосы сигнала для метода по уровню x дБ снижается. На рис. 8 - рис. 10 представлены зависимости доли правильных измерений полосы от ОСШ для каналов EРА, EVA и ETU, соответственно, для полосы сигнала в 20 МГц. Анализ полученных результатов показал, что предложенный метод в случае канала EРА при диапазоне значений ОСШ от 3 до 30 дБ обеспечивает долю правильных измерений полосы не менее 0.99. При диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ доля составляет не менее 0.9. При этом метод по уровню 5 дБ обеспечивает максимальное значение доли правильных измерений полосы до 0.25, т.е. максимальное расхождение с предлагаемым методом составляет порядка 0.85. Для моделей канала EVA и ETU при диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ доля правильных измерений полосы составляет не менее 0.99, а при диапазоне ОСШ от -6 до 30 дБ не менее 0.9. При этом для модели канала EVA расхождение метода по уровню 5 дБ с предлагаемым составляет не менее 0.55, а для модели канала ETU не менее 0.25. Анализ результатов так же показал, что применение метода определения полосы по уровню 3 дБ превосходит результаты метода по уровню 5 дБ лишь в некоторых случаях при низких ОСШ. Для случая полосы 20 МГц при низких ОСШ (менее 0 дБ) метод по уровню 3 дБ обеспечивает значение доли правильных решений не более 0.35, что на практике является недопустимым значением. Сравнения полученные характеристики для полосы в 20 МГц можно так же сказать о преимуществе метода перед методами в [5-6] ввиду того, что метод позволяет работать с высокой точностью и при -3 дБ и обеспечивает ошибки при ОСШ -5 дБ не более 20 % для модели канала EРА и не более 10 % для EVA и ETU.

Рис. 8. Зависимость вероятности верного определения полосы от ОСШ для полосы 20 МГц, модель канала EРА (составлено автором)

Рис. 9. Зависимость вероятности верного определения полосы от ОСШ для полосы 20 МГц, модель канала EVA (составлено автором)

Рис. 10. Зависимость вероятности верного определения полосы от ОСШ для полосы 20 МГц, модель канала ETU (составлено автором)

Заключение

В данной работе рассмотрен слепой метод определения полосы сигнала стандарта LTE по корреляционной кривой циклического префикса и проведен анализ доли правильных измерений полосы сигнала для каналов с замираниями. Результаты имитационного моделирования показали, что для моделей каналов с замираниями EPA, EVA и ETU с максимальной частотой Доплера 5, 70 и 300 Гц, соответственно, предложенный метод превосходит по точности метод оценки по уровню χ дБ, а так методы на основе вейвлет преобразования [5-6]. Предложенный метод является устойчивым к влиянию замираний и позволяет обеспечить высокую долю правильных измерений полосы сигнала даже при низких ОСШ. Так при полосе сигнала LTE в 20 МГц для модели канала EPA при диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ вероятность верного определения полосы составляет не менее 0.9, а для моделей каналов EVA и ETU при диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ не менее 0.99 (при диапазоне ОСШ от -6 до 30 дБ не менее 0.9). Дальнейшее увеличение точности рассматриваемого метода в области низких значений ОСШ возможно за счет увеличения усредняемого объема слотов, а так же за счет более сложных алгоритмов анализа полученных корреляционных функций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Khan F., LTE for 4G Mobile Broadband, Air Interface Technologies and Performance. Cambridge University Press, 2009. 492 p.
2. Sesia S., Toufik I., Baker M., LTE – The UMTS Long Term Evolution From Theory to Practice, 2nd Edition, John Wiley & Sons Ltd, 2011. 752 p.
3. Remy J.-G., Letamendia C. LTE Standards, ISTE Ltd and John Wiley & Sons, 2014. 258 p.
4. Cox C. An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications, John Wiley & Sons Ltd, 2012. 324 p.
5. Akmouche W., Kerherve E., Quinquis A. OFDM spectral characterization: estimation of the bandwidth and the number of sub-carriers. Statistical Signal and Array Processing, 2000. Proceedings of the Tenth IEEE Workshop on, 2000. p. 48-52.
6. Liu P., Li B.-b., Lu Z.-y., Gong F.-k.. An OFDM bandwidth estimation scheme for spectrum monitoring, Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2005. Proceedings. 2005 International Conference on, vol. 1, 2005. p. 248 - 251.
7. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособ. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. 204 с.
8. Казачков В.О. Реализация синхронизации с использованием сигналов Задова-Чу в стандарте LTE. // V Международная научно-практическая конференция «Современные концепции научных исследований». Сборник научных работ. Москва, 2014, Часть 3. С.58-61.
9. Казачков В.О. Метод оценки полосы сигнала стандарта LTE по корреляционной кривой циклического префикса. // 13 Международная конференция «Авиация и космонавтика - 2014». Тезисы. Москва, 2014. С. 390-392.
10. Fazel K., Kaiser S. *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons, Chichester, 2003. 298 p.

Рецензент: Важенин Николай Афанасьевич, доцент, к.т.н., ФГБОУ ВПО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)», Россия, Москва.

Kazachkov Vitaly Olegovich
Moscow Aviation Institute (National Research University)
Russia, Moscow
E-mail: Elektronik89@rambler.ru

Research of the determination method of the Long Term Evolution signal bandwidth by cyclic prefix in fading channels

Abstract. The definition of signal bandwidth is an important step in solving the problem of radio monitoring. Most of developed methods for signal bandwidth definition in case of a channel with additive white Gaussian noise gives high estimation accuracy, however, if there is fading in the channel, the accuracy decreases. In this paper we proposed fading-resistant blind method for definition of LTE signal bandwidth, based on the cyclic prefix in a wide range of signal-to-noise ratio. This method is based on construction of a family of correlation curves by cyclic prefix with the parameters specific to each possible signal bandwidths. A similar operation is used in the standard for coarse time synchronization with beginning of the slot. The accuracy of the proposed method depends on further analysis of curves. In this paper, we propose to carry out counting the number of local maxima located above the threshold level. For the current value of signal bandwidth correlation curve will have a minimum number of local maxima. Efficiency of the proposed method is confirmed by the results of simulation in Matlab/Simulink environment for Fading Channels. It is shown that the proposed method in conditions of fading channel allows to achieve the same accuracy as in conditions of channel with additive white Gaussian noise.

Keywords: digital communication; blind estimation; signal bandwidth; orthogonal frequency division multiplexing; cyclic prefix; correlation function; curves analysis; local maximums; simulation; fading channels.

REFERENCES

1. Khan F., LTE for 4G Mobile Broadband, Air Interface Technologies and Performance. Cambridge University Press, 2009. 492 p.
2. Sesia S., Toufik I., Baker M., LTE – The UMTS Long Term Evolution From Theory to Practice, 2nd Edition, John Wiley & Sons Ltd, 2011. 752 p.
3. Remy J.-G., Letamendia C. LTE Standards, ISTE Ltd and John Wiley & Sons, 2014. 258 p.
4. Cox C. An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications, John Wiley & Sons Ltd, 2012. 324 p.
5. Akmouche W., Kerherve E., Quinquis A. OFDM spectral characterization: estimation of the bandwidth and the number of sub-carriers. Statistical Signal and Array Processing, 2000. Proceedings of the Tenth IEEE Workshop on, 2000. p. 48-52.
6. Liu P., Li B.-b., Lu Z.-y., Gong F.-k.. An OFDM bandwidth estimation scheme for spectrum monitoring, Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2005. Proceedings. 2005 International Conference on, vol. 1, 2005. p. 248 - 251.
7. Gel'gor A.L., Popov E.A. Tekhnologiya LTE mobil'noy peredachi dannykh: ucheb. posob. SPb.: Izd-vo Politekhn. un-ta, 2011. 204 s.
8. Kazachkov V.O. Realizatsiya sinkhronizatsii s ispol'zovaniem signalov Zadova-Chu v standarte LTE. // V Mezhdunarodnaya nauchno-prakticheskaya konferentsiya «Sovremennye kontseptsii nauchnykh issledovaniy». Sbornik nauchnykh rabot. Moskva, 2014, Chast' 3. S.58-61.
9. Kazachkov V.O. Metod otsenki polosy signala standarta LTE po korrelyatsionnoy krivoy tsiklicheskogo prefiksa. // 13 Mezhdunarodnaya konferentsiya « Aviatsiya i kosmonavtika - 2014». Tezisy. Moskva, 2014. S. 390-392.
10. Fazel K., Kaiser S. Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems. John Wiley & Sons, Chichester, 2003. 298 p.