

АЛГОРИТМ СИМВОЛЬНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ С ПОСЛЕДУЮЩИМ УТОЧНЕНИЕМ ДЛИНЫ СИМВОЛА В ПРИЕМНИКЕ OFDM-СИСТЕМЫ

Ю.А. Кочетков, научный сотрудник НИО-48 (НИЧ) МТУСИ

Введение. В настоящее время одним из наиболее перспективных решений в области высокоскоростной передачи данных является использование технологии OFDM (ортогонально-частотное разделение каналов). Такой подход позволяет достичь высокой спектральной эффективности системы связи и бороться с многолучевыми релейскими замираниями [1]. В коротковолновой связи активно развиваются системы цифрового радио (DRM), основанные на применении данной технологии. Однако система DRM работает в достаточно широкой полосе 10/20 кГц и требует для устойчивой работы высокого отношения сигнал/шум — ОСШ (порядка 17–20 дБ для BER = 10⁻⁴) при спектральной эффективности около 1 бит/Гц/с.

Тем не менее существует потребность в организации менее скоростной, но более надежной передачи данных, что, в свою очередь, предъявляет требование улучшенной (по сравнению с DRM системой) символьной синхронизации и кодирования. Переход на более узкие полосы (полоса стандартного телефонного канала 300–3400 Гц) требует некоторого изменения структуры сигнала по сравнению с системой DRM, а так же адаптации применяемых алгоритмов синхронизации и демодуляции.

В статье рассмотрены алгоритмы символьной синхронизации OFDM-системы, которые могут быть использованы для узкополосных каналов связи (ионосферная связь) в системах с высокой помехоустойчивостью и толерантностью к доплеровскому эффекту.

Задачи синхронизации. Перед детектированием OFDM-сигнала необходимо выполнить две задачи синхронизации: временную синхронизацию OFDM-символов, обеспечивающую минимальный уровень межсимвольных искажений (ISI — intersymbol interference), и точную частотную синхронизацию для минимизации искажений, возникающих между соседними поднесущими OFDM-сигнала (ICI — intercarrier interference).

Наличие префикса в OFDM-системе — обязательное условие для сохранения ортогональности поднесущих на интервале символа в условиях многолучевого распространения радиоволн. Длительность такого префикса может достигать до 1/4 длины OFDM-символа. Несмотря на вносимую избыточность, его наличие значительно облегчает задачу синхронизации. Повторение части символа дает возможность построить систему корреляционной обработки для нахождения символьной синхронизации. Кроме того, данный подход является инвариантным к частотному сдвигу в пределах 1/2 расстояния между поднесущими, поэтому его можно использовать так же для обнаружения OFDM-сигнала до определения точной частотной синхронизации.

Пусть имеется дискретный OFDM сигнал $s(k)$ с длиной символа N и префикса L . Таким образом, весь символ занимает интервал $P = N + L$. Дискретный OFDM-сигнал на выходе гауссовского канала с некоторым временным сдвигом θ и частотным сдвигом ε , можно представить в виде:

$$r(k) = (s(k - \theta) + n(k - \theta)) \exp(j2\pi\varepsilon k / N). \quad (1)$$

Учитывая наличие префикса, для такого сигнала $r(k)$ можно записать функцию максимального правдоподобия на интервале окна длительностью $2N + L$, зависящую от временного сдвига θ и частотного ε :

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = \log f(r|\theta, \varepsilon). \quad (2)$$

Оценка максимального правдоподобия $(\hat{\theta}, \hat{\varepsilon})$ максимизирует аргумент функции:

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} \left(2 \operatorname{Re} \left\{ \exp(j2\pi\varepsilon) r(k) r^*(k+N) \right\} - p \left(|r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \right) \right), \quad (3)$$

где

$$p \triangleq \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1} \quad (4)$$

— амплитуда коэффициента корреляции между $r(k)$ и $r(k+N)$, а SNR — ОСШ для OFDM-сигнала в гауссовском канале. Максимизация функции правдоподобия может быть произведена в два шага [2]:

$$1) \quad \max_{(\theta, \varepsilon)} \Lambda(\theta, \varepsilon) = \max_{\theta} \max_{\varepsilon} \Lambda(\theta, \varepsilon) = \max_{\theta} \Lambda(\theta, \hat{\varepsilon}(\theta)); \quad (5)$$

$$2) \quad \tan \hat{\varepsilon}(\theta) = - \frac{\operatorname{Im} \left\{ \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r(k) r^*(k+N) \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r(k) r^*(k+N) \right\}}. \quad (6)$$

Из (5) можно вывести следующие правила максимизации:

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \lambda(\theta), \quad \hat{\varepsilon} = - \frac{1}{2\pi} \gamma(\theta) \Big|_{\theta=\hat{\theta}}, \quad (7)$$

где ε — отстройка по фазе, из которой можно найти отстройку по частоте, если она находится в пределах \pm половины расстояния между поднесущими;

$$\lambda(\theta) = 2 \left| \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r(k) r^*(k+N) \right| - p \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} \left(|r(k)|^2 + |r^*(k+N)|^2 \right); \quad (8)$$

$$\gamma(\theta) = \arctan \frac{\operatorname{Im} \left\{ \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r(k) r^*(k+N) \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r(k) r^*(k+N) \right\}}. \quad (9)$$

Однако при низком ОСШ данные критерии дают весьма большую погрешность [3]. Для более точной оценки тактовой синхронизации можно использовать синхронизацию по нескольким символьным интервалам. В этом случае функция правдоподобия

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = \sum_{m=0}^{M-1} \Lambda_m(\theta, \varepsilon), \quad (10)$$

где $\Lambda_m(\theta, \varepsilon)$ — логарифмическая функция правдоподобия, записанная для символа m .

Таким образом, при условии, что частотная расстройка в (3) постоянна в течение M символов, запишем:

$$\lambda(\theta) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left[2 \left| \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r(k+mN) r^*(k+m(N+1)) \right| - p \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} \left(|r(k+mN)|^2 + |r^*(k+m(N+1))|^2 \right) \right]; \quad (11)$$

$$\gamma(\theta) = \arctan \frac{\text{Im} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r(k+mN) r^*(k+m(N+1)) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r(k+mN) r^*(k+m(N+1)) \right\}}. \quad (12)$$

Алгоритм синхронизации. Схема синхронизации опорного генератора (ОГ) символьных интервалов OFDM-системы представлена на рис 1.

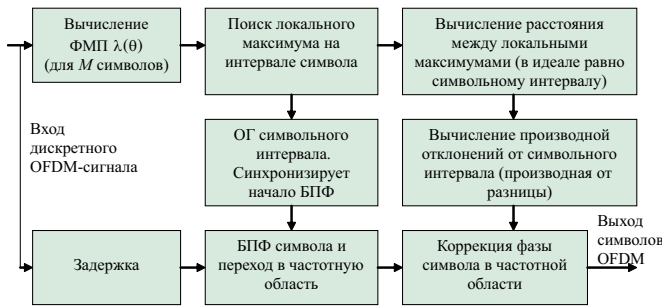


Рис. 1

Блок вычисления функции максимального правдоподобия рассчитывает функцию правдоподобия для значения $\theta = 0$, т. е. вычисления производятся для текущего входного отсчета.

Алгоритм поиска максимумов функции правдоподобия на интервале символа следующий: максимум считается найденным, если в течение интервала N (длина символа без префикса) после его обнаружения не существует значений, превышающих найденное, а предыдущий максимум отстоит от нового не менее чем на N . Такой алгоритм гарантирует, что за время $2N$ будет определено не более одного максимума, соответствующего началу символа.

В найденные моменты времени необходимо проводить перестройку фазы ОГ символьных интервалов. По сигналам ОГ начинается накопление пакки для быстрого преобразования Фурье (БПФ). На выходе блока БПФ содержатся OFDM-символы в частотной области.

Однако при значительной многолучевости в быстром Релеевском канале может наблюдаться слишком частая коррекция фазы ОГ, которая может привести к разрушающему влиянию фазового шума ОГ при дальнейшей обработке символов. Предлагаем следующий алгоритм свободный от таких недостатков. Суть его заключается в одновременной коррекции фазы ОГ и учета ее для текущего OFDM-символа в частотной области следующим образом:

$$\vec{s}^i = \vec{s} + \exp(j\Delta\vec{\varphi}_i), \quad (13)$$

где \vec{s}^i — i -й OFDM-символ на выходе блока коррекции фазы в частотной области; \vec{s} — текущий OFDM-символ в частотной области на выходе блока БПФ; $\Delta\vec{\varphi}_i$ — вектор коррекции фазы символа для компенсации изменения фазы (задержки) ОГ символьного интервала:

$$\Delta\varphi_i^n = \frac{2\pi}{N} n \frac{\tau}{T}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (14)$$

где T — период дискретизации;

$$\tau = t_i - t_{i-1} - T_c \quad (15)$$

— временной сдвиг импульсов ОГ символьной синхронизации на текущем символе относительно периода следования OFDM-символов; t_i — время найденного начала i -го символа; t_{i-1} — время начала предыдущего найденного символа; T_c — заданная в OFDM-системе длина символа (с префиксом).

Одной из положительных сторон данного алгоритма является возможность менять стратегии поиска, т. е. выбирать начальные моменты синхронизации не только по лучу с максимальной энергией, но и по первому лучу. В последнем случае достаточно отключить коррекцию фазы ОГ для отрицательных значений фазы. При этом в случае обнаружения более раннего луча происходит фазирование ОГ к этому лучу. Если преобладает мощность более позднего луча такой перестройки не происходит.

Однако необходимо учитывать возможность расхождения частот оцифровки OFDM-сигнала на передающей и приемной сторонах (а так же влияние доплеровского эффекта), что может приводить к линейному росту фазовой ошибки сигнала коррекции фазы символа в частотной области. Более того, в случае синхронизации ОГ только по первому лучу расхождение частот оцифровки может привести к полному срыву синхронизации. В связи с этим необходимо предусмотреть либо постоянную коррекцию фазы ОГ к нулю, либо использовать механизм уточнения символьного интервала.

Методы уточнения длины символьного интервала. Рассмотрим основные возможности, позволяющие построить систему уточнения длины символьного интервала (или, что эквивалентно, для небольших расхождений частот — коррекцию фазовой ошибки).

Такие системы могут базироваться на следующих свойствах OFDM-системы:

- применение нескольких пилотных символов с непрерывной фазой и постоянным положением в символе. В этом случае становится возможным по взаимному отклонению частотной позиции пилотных поднесущих от известного значения судить о необходимом смещении частоты дискретизации. Стоит отметить, что данный подход имеет весьма низкую помехоустойчивость с точки зрения гармонических помех и требует длительного усреднения;
- использование слежения за изменением фазы(задержки) канала, полученной с использованием пилотных поднесущих;
- слежение за перестройкой фазы ОГ символьных интервалов. Постоянная составляющая производной сигнала управления фазой ОГ фактически является отклонением от длины символа.

Из рассмотренных методов нахождения длины символа, наиболее интересны последние два.

Рассмотрим влияние ошибки определения длины символа на алгоритм символьной синхронизации. Для простоты рассмотрения пренебрежем влиянием расхождения час-

тот оцифровки и доплеровского эффекта на ортогональность поднесущих внутри одного символа.

Пусть различие частот оцифровки передающего и приемного тракта выражается в различии длительности OFDM-символа T_c относительно используемой частоты дискретизации. Тогда длительность OFDM-символа на приемной стороне составит $T_c + \xi$. Такой же эффект может наблюдаться в случае действия доплеровского сдвига частот. При достаточно малом расхождении (временная ошибка значительно меньше длительности временного окна используемого при анализе (11): $MT_c \cong M(T_c + \xi)$), вид функции правдоподобия практически не изменится. Кроме того, ее максимумы по-прежнему будут точно соответствовать началу OFDM-символа. Однако их положение будет иметь линейно нарастающий временной сдвиг, относительно синхроимпульсов ОГ с заданным периодом T_c . Учитывая алгоритм коррекции фазы в предложенной системе синхронизации OFDM-сигнала (рис. 1), это приведет к ошибке синхронизации, проявляющейся в виде дополнительного сдвига фазы на каждом символе. Данная ошибка будет накапливаться, вызывая линейный рост сигнала коррекции фазы символа в частотной области и срыв символьной синхронизации.

При построении символьной синхронизации OFDM-системы по схеме, представленной на рис. 1, результирующую АЧХ радиоканала \mathbf{H}_i , с учетом влияния описанной фазовой ошибки, можно представить в виде двух компонент:

$$\mathbf{H}_i = \mathbf{Y}_i + \mathbf{E}_i. \quad (16)$$

Одна из них (\mathbf{Y}_i) целиком зависит от многолучевого канала распространения, вторая представляет собой фазовую ошибку, линейно увеличивающуюся с ростом номера OFDM-символа:

$$\mathbf{E}_i = \{E_i^0, E_i^1, \dots, E_i^{K-1}\};$$

$$E_i^n = \exp\left(j \frac{2\pi}{N} n \left(\frac{\xi}{T}\right) i\right), n = 0, 1, \dots, K-1, \quad (17)$$

где N — число точек БПФ; K — число используемых поднесущих OFDM-сигнала; n — номер поднесущей; i — номер OFDM-символа; ξ — ошибка длины символьного интервала.

Алгоритм синхронизации с уточнением. Для уточнения длины символа достаточно восстановить компоненту \mathbf{E}_i оценки АЧХ радиоканала. Сделать это можно двумя методами. Первый основан на прямой оценке АЧХ канала по пилотным поднесущим. Для его проведения на первом этапе оценивают характеристики радиоканала по пилотным поднесущим. Характеристики можно так же представить в виде двух компонент (16).

Далее находят среднее значение фазы для текущего символа по всем поднесущим и определяют производную средней фазы $\arg(\mathbf{H}_i)$ по времени. Ее составные части так же можно представить в виде двух компонент, одна из которых зависит только от характеристики канала \mathbf{Y}_i , а вторая от компоненты \mathbf{E}_i . Производя усреднение по времени, можно выделить постоянную составляющую этого процесса. Она и есть искомая ошибка длины символа.

Второй метод основан на выделении пилотных поднесущих из символа в частотной области и корреляции их с известными значениями. Значения поднесущих принятого символа на приемной стороне, с учетом влияния канала и линейного фазового сдвига, описываемого (17), в частотной области, можно записать следующим образом:

$$\mathbf{S}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{X}_i + \mathbf{N} = (\mathbf{Y}_i + \mathbf{E}_i) \mathbf{X}_i + \mathbf{N}, \quad (18)$$

где \mathbf{X}_i — OFDM-символ в частотной области в системе с идеальной символьной синхронизацией; \mathbf{S}_i — символ в частотной области на выходе системы с символьной синхронизацией,

содержащей ошибку длины символьного интервала ξ ; \mathbf{N} — шум на входе системы.

При ошибке длины символа в системе символьной синхронизации на $\pm \varepsilon$, значения пилотных поднесущих \mathbf{P} можно записать в виде:

$$P_n^+ = \exp\left[j \frac{2\pi}{N} n(+\varepsilon)\right] P_n \text{ или } P_n^- = \exp\left[j \frac{2\pi}{N} n(+\varepsilon)\right] P_n \quad (19)$$

в зависимости от знака отклонения фазы.

Тогда отклонения фазы найдем по корреляции принятого символа с символом пилотных поднесущих:

$$R_i^+ = \sum_{n=0}^{K-1} S_{i,n} (P_{i,n}^+)^*; R_i^- = \sum_{n=0}^{K-1} S_{i,n} (P_{i,n}^-)^*. \quad (20)$$

Величину сигнала ошибки оценим путем нахождения разности корреляционных функций (дискриминационный метод):

$$a(i) = |R_i^+|^2 - |R_i^-|^2. \quad (21)$$

Далее этот сигнал в виде обратной связи подается на блок коррекции фазовой ошибки. Для большей эффективности предлагаем пропускать сигнал ошибки $a(i)$ через низкочастотный фильтр.

Итоговая блок-схема системы символьной синхронизации представлена на рис. 2. Основное ее отличие от схемы на рис. 1 заключается в компенсации той компоненты сигнала коррекции фазы (14), которая появляется в результате расхождения длительности символа. Данная компонента (17) линейно растет с течением времени и появляется в блоке вычисления производной отклонения от символьного интервала.

Рассмотренная схема коррекции функционирует на основании найденной фазовой расстройки пилотных поднесущих. Блок корреляции пилотных поднесущих и поиска отклонения длины символьного интервала описывается выражениями (19)–(21), блок, формирующий линейно растущий сигнал коррекции фазовой ошибки — выражением (17).



Рис. 2

Предложенный алгоритм имеет высокую помехоустойчивость за счет возможности реализации длительного накопления и сохраняет работоспособность при расстройках тактовой частоты до 10^{-4} .

ЛИТЕРАТУРА

1. R. van Nee and R. Prasad. OFDM for Wireless Multimedia Communications / Artech House. — January 2000. — 280 с.
2. J.J. van de Beek, M. Sandell, P.O. Borjesson. ML Estimation of Timing and Frequency Offset in Multicarrier Systems // Division of Signal Processing, University of Technology, Lulea, Sweden. — 1996. — P. 9.
3. M. Sandell, J.J. van de Beek, P.O. Borjesson. Timing and Frequency Synchronization in OFDM system using cyclic prefix / International Symposium on Synchronization. Essen, Germany. — 1995. — P. 16–19.