



А.А. Виноградов, И.В. Гринь, Р.А. Ершов, О.А. Морозов

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГАРМОНИЧЕСКОГО РАЗЛОЖЕНИЯ ПИСАРЕНКО В ЗАДАЧЕ ОЦЕНКИ ВЗАИМНОЙ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ С OFDM-МОДУЛЯЦИЕЙ

(Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского)

Современные системы связи используют широкополосные сигналы, которые позволяют повысить устойчивость к шумам, а также улучшают надежность каналов передачи информации в сложных условиях распространения сигналов. Одним из видов расширения спектра, который используется в сетях мобильной радиосвязи с множественным доступом, является технология ортогонального частотного мультиплексирования большого количества частотных составляющих (поднесущих) сигнала (OFDM-модуляция). OFDM-модуляция является цифровой схемой модуляции, использующей большое количество близко расположенных ортогональных поднесущих. Основным преимуществом данного вида модуляции является его возможность противостоять сложным условиям распространения сигнала. Сигнал с OFDM-модуляцией описывается следующим выражением [1]:

$$S[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} Z_k \exp[2j\pi nk/N] \quad (1)$$

где N – количество поднесущих, n – индекс временного отсчета, k – индекс поднесущей, Z_k – комплексный элемент сигнального созвездия, соответствующий передаваемой битовой последовательности.

Использование традиционного метода оценки временной задержки широкополосных сигналов, основанного на максимизации функционала правдоподобия и сводящегося к вычислению взаимной функции неопределённости сигналов [2], в условиях существенного влияния масштабирования спектра вследствие эффекта Доплера, не дает состоятельных оценок.

Для определения взаимной временной задержки OFDM-сигналов предлагается метод, основанный на разбиении широкополосных сигналов на M частотных каналов с помощью набора полосовых фильтров с последующим применением цифровой нелинейной фильтрации к сигналам в этих каналах [3,4]. Общая схема алгоритма представлена на рисунке 1. $s(t)$ и $\tilde{s}(t)$ – входные сигналы, между которыми необходимо определить задержку, H_i – линейный полосовой фильтр, G_i – нелинейный фильтр, R_i – взаимная корреляционная функция одной пары выходов нелинейного фильтра, R – главная взаимная корреляционная функция, получающаяся в результате сложения функций R_i , $0 < i < M$, M – количество выделенных каналов.

Ширина и центральная частота каждого канала задаются на начальном этапе работы алгоритма и являются параметрами полосовых фильтров. Увеличение вычислительной эффективности метода и экономия требуемой памяти



может достигаться за счет выбора оптимального количества M выделяемых каналов.

Наборы узкополосных каналов, получающиеся в результате полосовой фильтрации, проходят через адаптивный нелинейный фильтр на основе гармонического разложения Писаренко [3]. Данный нелинейный фильтр заменяет отсчеты входного сигнала отсчетами другой функции, будем называть ее «функция текущей частоты». Для формирования данной функции используется «скользящее» вычисление отсчетов автокорреляционной функции сигнала и метод гармонического разложения Писаренко [3] для определения отсчетов функции текущей частоты.

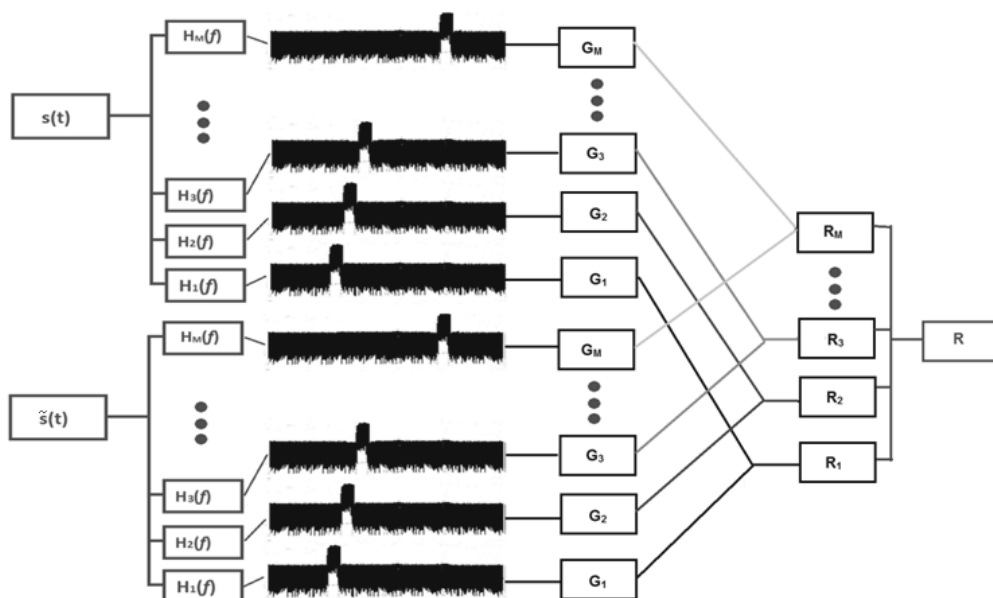


Рис. 1. Блок-схема алгоритма определения взаимной временной задержки OFDM-сигналов

Для нахождения значений частот методом гармонического разложения Писаренко составляется теплицева матрица R_{xx} и решается матричное уравнение следующего вида:

$$R_{xx} A = \sigma_n^2 A, \quad (2)$$

где σ_n^2 – дисперсия шума, A – вектор параметров авторегрессионной модели [5], являющийся собственным вектором, $A = (a_0, \dots, a_{2p})$. Известно, что дисперсия шума в случае процессов в виде синусоид в белом шуме соответствует минимальному собственному значению матрицы R_{xx} [3].

Из уравнения (2) определяется собственный вектор $\vec{A} = (a_0, \dots, a_p)^T$, из коэффициентов которого формируется полином относительно z :

$$a_0 z^p + a_1 z^{p-1} + \dots + a_p = 0. \quad (3)$$

Комплексные корни полинома (3) определяют текущую частоту:

$$z_i = \exp[j2\pi f_i \Delta t] \quad (4)$$



В данной работе использовалось скользящее окно длиной 3 отсчета. В данном случае полином представляет собой квадратное уравнение в комплексных числах:

$$z^2 + a_1'z + a_2' = 0, \quad (5)$$

при этом $\vec{A} = \left(1, \frac{a_1}{a_0}, \frac{a_2}{a_0}\right)^T$. Значение частоты определяется согласно следующему выражению:

$$f = \text{arctg}\left(\frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)}\right). \quad (6)$$

Процесс формирования функции текущей частоты можно разделить на несколько этапов:

1. Выбирается длина «скользящего» окна L (количество отсчетов сигнала, по которому вычисляются отсчеты АКФ, в данной работе выбрано $L = 3$).
2. Составляется теплицева матрица R_{xx} , определяется минимальное собственное число λ_{\min} и соответствующий ему собственный вектор $\vec{A} = (1, a_1', a_2')^T$.
3. Решается квадратное уравнение, составленное из коэффициентов a_i , находится значение текущей частоты.
4. Окно передвигается на 1 отсчет, переход к пункту 2.

Функция текущей частоты вычисляется для каждого узкополосного канала опорного и исследуемого сигналов. Таким образом, получаем два набора функций текущей частоты, соответствующих опорному и исследуемому сигналу. Для оценки временной задержки может быть напрямую применен метод максимального правдоподобия, заключающийся в вычислении взаимной корреляционной функции (ВКФ) $R_i[n]$.

Улучшение выраженности главного максимума достигается путем получения усредненной взаимной корреляционной функции методом поэлементного суммирования:

$$R[n] = \sum_{i=0}^M |R_i[n]|, \quad (7)$$

где $R_i[n]$ – n -ый отсчет взаимной корреляционной функции i -ой пары узкополосных сигналов.

На рисунке 2 представлена главная взаимная корреляционная функция при количестве обрабатываемых узкополосных каналов $M = 20$. Видно, что при таком количестве каналов функция имеет ярко выраженный главный максимум.

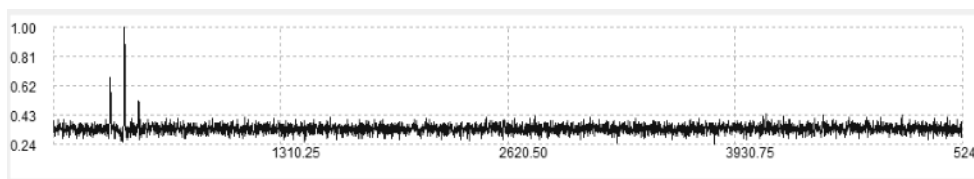


Рис. 2. Усредненная ВКФ, $M = 20$



Проведен анализ работы метода в условиях низкого отношения сигнал/шум и построена зависимость вероятности верной оценки взаимной временной задержки от отношения сигнал/шум. Аналогичная зависимость построена для метода на основе квадратичной фильтрации [6], результат приведен на рисунке 3.

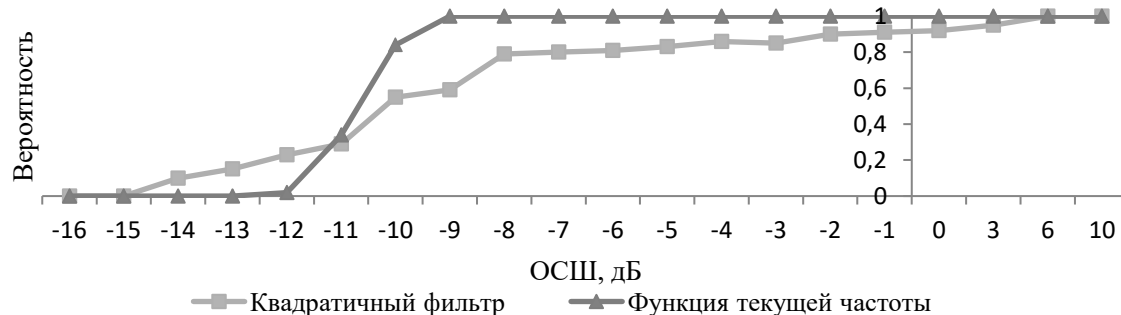


Рис. 3. Зависимость вероятности верной оценки взаимной временной задержки от отношения сигнал/шум

Можно заметить, что метод на основе квадратичной фильтрации имеет лучшее значение вероятности верной оценки задержки при более низких ОСШ, но дольше достигает значения вероятности, близкого к 1, в отличие от метода на основе функции текущей частоты, вероятность определения задержки которого близка к единице уже при ОСШ, равным -9 дБ.

Предложенный в работе алгоритм является эффективным в условиях низкого ОСШ (до -12 дБ), а также при наличии эффекта Доплера в канале связи, и поэтому может быть использован в основе алгоритма определения местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом.

Литература

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 360 с.
2. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» // Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш.шк., 1990. – 496 с.
3. Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. Определение временной задержки сигналов методом адаптивной цифровой фильтрации. // Автометрия, №2, 1995. – с. 108-113.
4. Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Оценка взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой частоты // Известия вузов. Радиофизика. -2015. – Т.58, № 2, С.157.
5. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл-мл. —Москва, Мир, 1990. — 584 стр.
6. Виноградов А.А., Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Использование модифицированного подхода минимальной дисперсии Кейпона в задаче оценки взаимной временной задержки сигналов с OFDM-модуляцией // Труды Международной научно-технической конференции «Перспективные информационные технологии», Самара: Издательство Самарского научного центра РАН, 2017. – с. 859 – 862.