



М.С. Светлов¹, А.А. Львов², О.М. Балабан, Д.В. Кленов², М.К. Светлова²

МЕТОД ИСКЛЮЧЕНИЯ ЗАЩИТНЫХ ИНТЕРВАЛОВ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С COFDM

¹Институт проблем точной механики и управления РАН (г. Саратов);

²Саратовский государственный технический университет
имени Ю.А. Гагарина)

К настоящему времени в области построения и эксплуатации цифровых систем передачи информации (ЦСПИ), использующих сигнальную структуру COFDM, сделан существенный прорыв. В качестве примера можно привести системы цифрового телерадиовещания (СЦТРВ), в которых осуществлен переход от стандарта DVB-T к стандарту DVB-T2, являющемуся существенно модернизированной версией предшествующего стандарта. В частности, по мнению разработчиков усовершенствованного стандарта, основными его достоинствами являются улучшенные характеристики по помехоустойчивости. Однако, наряду со многими преимуществами, принципиальным недостатком таких систем с COFDM остается влияние на качество приема отраженных в канале связи (КС) сигналов – эхо-сигналов. Несмотря на наличие современных технологий, основным методом борьбы с отраженными сигналами является использование рабочих сигналов, в структуре которых предусмотрено наличие специфических защитных интервалов, что накладывает существенные ограничения на пропускную способность канала.

Для одночастотной сети (*SFN – Single Frequency Network*) типичным видом эхо-сигналов являются сигналы от соседних передатчиков, работающих на одной и той же частоте и передающих одновременно одинаковые символы COFDM. Эти эхо-сигналы не оказывают негативного влияния на прием информации при их поступлении в приемник в течение длительности (периода) защитного интервала. При этом, чем больше длительность защитных интервалов, тем больше допустимые расстояния между передатчиками информационной сети.

Отказ от использования защитных интервалов для борьбы с отраженными сигналами является наиболее перспективной задачей в области построения ЦСПИ, в частности СЦТРВ. Одним из вариантов решения этой задачи мог бы явиться метод синхронного детектирования, позволяющий детектировать отраженный сигнал, дошедший до приемника, путем измерения разности фаз между полезным и отраженным сигналом. Применение такого метода в ЦСПИ с COFDM позволило бы полностью отказаться от защитных интервалов в структуре рабочих сигналов и, следовательно, снять ограничения, накладываемые наличием защитных интервалов на пропускную способность КС.

Пусть полезный сигнал s_1 и отраженный сигнал s_2 описываются соотношениями:

$$s_1 = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1), \quad (1)$$



$$s_2 = A_2 \sin(\omega t + \varphi_2), \quad (2)$$

где A_1, A_2 и φ_1, φ_2 – амплитуды и фазы соответствующих сигналов; ω – частота передатчиков сети.

Разность фаз между полезным и отраженным сигналами определится как:

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2. \quad (3)$$

Вычислим произведение s_{12} сигналов s_1 и s_2 с учетом формул (1) и (2):

$$s_{12} = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) A_2 \sin(\omega t + \varphi_2) = \frac{1}{2} A_1 A_2 [\sin(\varphi_1 - \varphi_2) + \sin(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)]. \quad (4)$$

В результате перемножения получен синус разности фаз и колебание на удвоенной частоте по сравнению с основной частотой сигналов. Метод синхронного детектирования предполагает для перемножения использовать два синусоидальных или косинусоидальных сигнала [2]. Такой подход не оптимален, т.к. в результате получается косинус разности фаз, что, в силу четности косинуса, не позволяет восстановить знак разности. Синус – функция нечетная, следовательно, знак разности не теряется.

Классическим методом избавления от колебания на удвоенной частоте является использование НЧ-фильтра [1, 2]. НЧ-фильтрация хорошо себя проявляет при аналоговой обработке. Для цифровой же обработки сигнала вместо НЧ-фильтра удобнее применить усреднение сигналов. Таким образом, может быть получено среднее значение s_{cp} произведения s_{12} полезного и отраженного сигналов:

$$s_{cp} = \frac{1}{2} A_1 A_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2) + \frac{1}{2\Delta t} A_1 A_2 \int_0^{\Delta t} \sin(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) dt. \quad (5)$$

Так как для отрезка малой длительности Δt сигнала длительности T выполняется неравенство:

$$\Delta t \gg T, \quad (6)$$

следовательно:

$$\int_0^{\Delta t} \sin(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) dt \approx \int_0^T \sin(2\omega t) dt = 0. \quad (7)$$

В соответствии с формулой (7) формула (5) примет вид:

$$s_{cp} \approx \frac{1}{2} A_1 A_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (8)$$

Таким образом, разность фаз $\Delta\varphi$ определится как:

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \arcsin(2s_{cp}/A_1 A_2). \quad (9)$$

Это соотношение (9) позволяет восстановить разность фаз полезного и отраженного сигналов с учетом знака в диапазоне $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$.



Как следует из формулы (9), для определения разности фаз $\Delta\varphi$ необходимо знать амплитуды A_1 и A_2 . Вычисление амплитуд произвести не сложно: необходимо усреднить по модулю гармонический сигнал и затем умножить его на $\frac{\pi}{2}$:

$$s_{1\text{ср.мод.}} = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |s_1| dt = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |\sin(\omega t + \varphi_1)| dt ; \quad (10)$$

с учетом условия (6) получим:

$$s_{1\text{ср.мод.}} = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |\sin(\omega t + \varphi_1)| dt \approx \frac{2A_1}{T} \int_0^{T/2} \sin(\omega t) dt = \frac{2A_1}{T} \left(\frac{1}{\omega} \cos(0) - \frac{1}{\omega} \cos(\pi) \right) = \frac{2A_1}{\pi}. \quad (11)$$

Из формулы (11) следует, что амплитуда A_1 полезного сигнала определится как:

$$A_1 = \frac{\pi s_{1\text{ср.мод.}}}{2}. \quad (12)$$

Аналогично определяется и амплитуда A_2 отраженного сигнала:

$$A_2 = \frac{\pi s_{2\text{ср.мод.}}}{2}. \quad (13)$$

Соотношения (12) и (13), как и выражение (9), выполняются тем точнее, чем сильнее неравенство (6).

Подставляя в формулу (9) значения амплитуд сигналов из формул (12) и (13), вычислим значение разности фаз полезного и отраженного сигналов.

Оценка разности фаз по рассмотренному методу позволяет получить вполне приемлемые по точности результаты даже для сильно зашумленного сигнала, что является существенным преимуществом перед другими методами.

Таким образом, на основе приведенного метода можно построить ЦСПИ с COFDM, в частности СЦТРВ, исключив необходимость наличия в структуре COFDM сигнала защитного интервала, реализовав на стороне приемника вычисление разности фаз полезного и отраженного сигналов. Это, в свою очередь, ведет к значительному увеличению пропускной способности КС, что является крайне важным для ЦСПИ, в которых должен быть обеспечен режим трансляции большого массива данных.

Литература

1. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Практический подход. М.: Вильямс, 2004. – 992 с.
2. Смирнов А.В. Основы цифрового телевидения. Учебное пособие. М.: «Горячая линия-Телеком», 2001. – 224 с.