

Безруков В.Н. д.т.н, профессор, зав кафедрой телевидения им.С.И. Катаева МГУСИ

Власюк И. В. к.т.н., доцент кафедры телевидения им.С.И. Катаева МГУСИ

Канев С.А. аспирант МГУСИ

Аннотация. В современных вещательных системах, использующих модуляцию OFDM, остро стоит проблема подстройки частоты приема относительно центральной частоты радиоканала. В статье предлагается алгоритм вычисления значения отклонения частоты по искажениям сигнального созвездия в системе цифрового вещательного телевидения DVB-T.

Относительная оценка частоты приема от центральной частоты канала в телевизионных цифровых наземных вещательных системах

Цифровая система DVB-T, принятая для вещания первого мультиплекса в РФ, использует модуляцию OFDM [1,2]. Наравне с высоким пик-фактором, недостатком подобного типа многочастотных систем, с модуляцией OFDM, является повышенные требования к стабильности частоты передатчика и необходимость в строгом соответствии частоты приемника эфирной частоте. Отклонение частоты приема от центральной частоты радиоканала в телевизионных цифровых наземных вещательных системах сопровождается сопутствующими ошибками приема.

Влияние эффекта отстройки частоты приема от частоты передатчика на искажения сигнала следует рассматривать с учётом того, что модуляция OFDM является многочастотной и искажения в этом случае возникают на каждой из ортогональных канальных поднесущих. Аналитически полученное выражение, отражающее воздействие на форму группового сигнала во временной области отклонения частоты приемника от центральной частоты радиоканала, имеет следующий вид:

$$s_{\text{ПР}}(t) = \sum_{k=0}^{K_{\text{max}}} A_k \frac{e^{j(kw_1 - \Delta w)}}{2\pi T_0 j} (Ei(j(t + \frac{T_0}{2})(w_B - kw_1 + \Delta w)) - Ei(j(t - \frac{T_0}{2})(w_B - kw_1 + \Delta w)) - Ei(j(t + \frac{T_0}{2})(w_H - kw_1 + \Delta w)) + Ei(j(t - \frac{T_0}{2})(w_H - kw_1 + \Delta w))) \quad (1)$$

Выражение (1) показывает зависимость формы принятого сигнала $s_{\text{ПР}}$ при отклонении Δw частоты приемника от эфирной частоты, где k - текущая поднесущая из общего числа

поднесущих κ_{\max} , w_1 - расстояние между соседними поднесущими группового сигнала в спектральной области, T_0 - длительность символа, $\overline{A_k}$ - информация, передаваемая в виде вектора сигнального созвездия, а w_H и w_B - верхняя и нижняя частоты ограничения сигнала в частотной области соответственно. Для более компактной формы представления полученного выражения используется:

$$Ei(x) = \int_{-\infty}^x \frac{e^t}{t} dt \text{ - интегральная показательная функция.}$$

Проведенный анализ выражения (1) выявил специфику деформации передаваемого сигнального созвездия символа OFDM, характеризуемого совокупностью значений $\overline{A_k}$ на всех канальных поднесущих. Вносимые искажения проявляются здесь в виде поворота сигнального созвездия и размытия отдельных значений в пределах совокупности позиций его векторов. Величина поворота и размытия зависит от величины Δw , а также от порядка ОБПФ, используемого при формировании (величину порядка ОБПФ определяют величины κ_{\max} , T_0 и w_1).

Полученные результаты были подтверждены экспериментально на модели передающего и приемного тракта сигналов OFDM, сформированных в соответствии со стандартами цифрового телевизионного вещания DVB-T и DVB-T2. Иллюстрация эффекта влияния отстройки частоты Δw на специфику сигнальных созвездий для различных порядков ОБПФ модуляции OFDM представлена на рисунке 1. Отстройка Δw в данном случае составляет значение в 50 Гц - случаи 4, 8, 16 и 32k (соответственно а, б, в и г на рис. 1) [3]. В качестве первичной модуляции используется 64QAM.

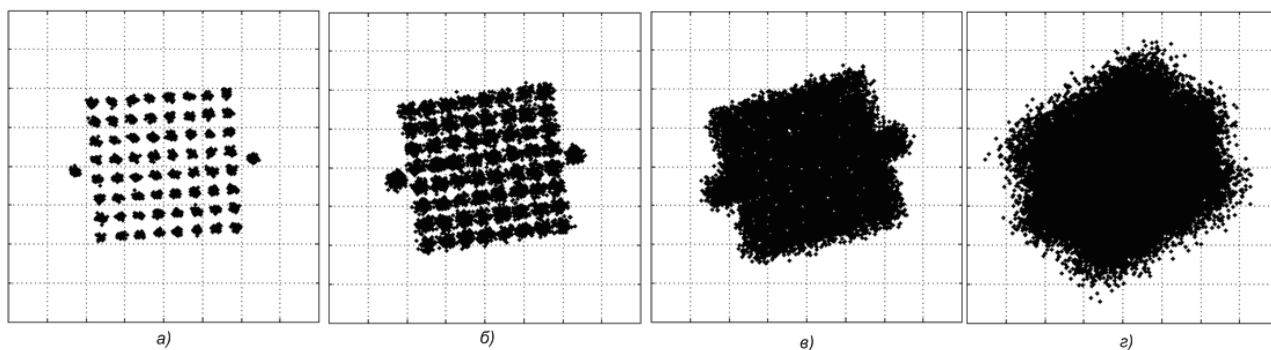


Рисунок 1 Влияния отстройки частоты величиной 50Гц на сигнальные созвездия вещательных систем

Была также проверена зависимость степени размытия отдельного из совокупности значений векторов сигнального созвездия от порядка модуляции. С этой целью осуществлено моделирование передачи и приема сигнала в режиме 8k со смещением частоты приема, равным

значению в 50 Гц, при модуляции единственной поднесущей группового сигнала. Остальные поднесущие были установлены по уровню равными нулю, а график строился с накоплением значений. В результате накопления, было получено изображение сигнального созвездия с единым значением угла поворота для всех накопленных значений векторов без размытия..

С учётом изложенного выше, результатов анализа формы сигнальных созвездий и в соответствии со стандартами на системы наземного цифрового вещательного телевидения, разработан алгоритм вычисления отклонения частоты приема от центральной частоты канала. Работа данного алгоритма осуществляется как по сигнальному созвездию, так и по пилот-сигналам. Он является универсальным для всех видов первичной модуляции и для различных порядков модуляции OFDM. Для функционирования разработанного алгоритма, как части тракта приема, нет необходимости в наличии информации о порядке модуляции OFDM. Последнее связано с использованием модуляции 8k в системе DVB-T и с фиксированным порядком модуляции (равным 1k) в символе P1 системы DVB-T2 [3] .

В основе работы алгоритма лежит корреляционный метод. Подробно работа алгоритма в пределах данной статьи рассмотрена применительно к системе DVB-T. В качестве параметров вещания берутся значения модуляции, принятые для вещания первого мультиплекса для Москвы и Московской области, а именно режим 8k и 64QAM в качестве первичной модуляции.

Вычисление отклонения и подстройка частоты осуществляется в три этапа, каждый из которых выполняется на отдельном символе. На первом этапе имеет место грубая подстройка частоты в районе одной поднесущей, на втором точная подстройка внутри этой же поднесущей, а во время третьего этапа, когда форма сигнального созвездия восстановлена и появляется возможность выделить пилот сигналы, происходит нахождение отклонения частоты кратное расстоянию между поднесущими. На начальной стадии каждого из этапов происходит преобразование принятых данных в сигнальное созвездие в соответствии с алгоритмами, едиными для всех приемников и демодуляторов сигналов OFDM.

Во время первого этапа полученное сигнальное созвездие поступает в блок масштабирования, где оно подвергается преобразованиям амплитуд, после чего формируется квадратная матрица, расположение элементов которой определяется реальными и мнимыми частями коэффициентов сигнального созвездия. На следующем этапе полученная матрица подвергается пространственной фильтрации для устранения высокочастотных компонентов, после которой получается новая матрица, содержащая сглаженные значения элементов. Далее для нее происходит вычисление корреляционной зависимости с вращающейся опорной матрицей, форма которой согласована с формой сигнального созвездия, а размер вычисляется адаптивно в зависимости от степени размытия сигнального созвездия. В результате данной

последовательности действий получаем зависимость корреляционной функции от угла поворота опорной матрицы, которая обрабатывается и вычисляется ее максимум. Пример такой зависимости приведен на рисунке 2а. После получения максимума зависимости определяется отклонение частоты и осуществляется подстройка частоты приемника f_{Π} на вычисленное значение. На этом заканчивается первый этап подстройки частоты приема сигнала из эфира.

Второй этап вычисления подстройки частоты приема практически повторяет первый лишь с той разницей, что применяется другая опорная матрица, которая включает элементы для выделения пилот сигналов, так как после окончания первого этапа уже возможно их использование для вычисления поворота созвездия. Корреляционная функция второго этапа показана на рисунке 2б.

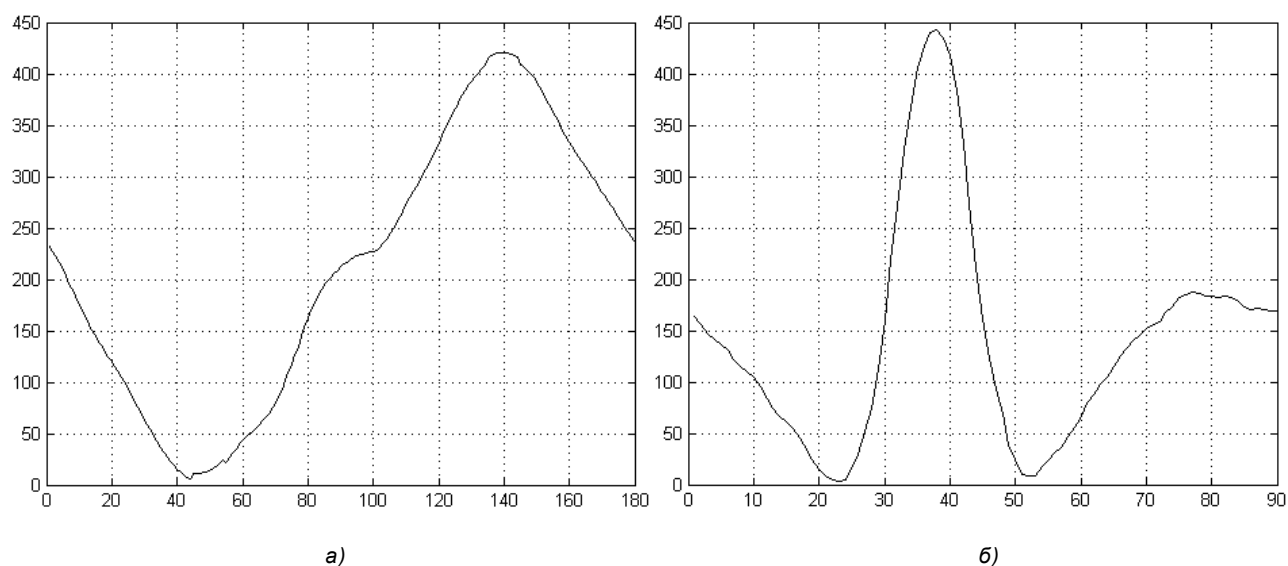


Рисунок 2 Корреляционные функции первого и второго этапа вычисления отклонения частоты приемника (а – первый этап, б – второй этап).

Значение отклонения частоты приема, вычисленное на первых двух этапах, не может превышать расстояние между соседними ортогональными поднесущими сигнала OFDM в частотной области. Если смещение частоты приёма относительно частоты эфирного вещания удовлетворяет этому условию, то необходимость третьего этапа отсутствует. Поэтому после двух этапов необходимо произвести оценку на основании пилот-сигналов. Для вычисления больших значений необходимо дополнительно реализовывать третий этап по новому символу, принятому с учетом вычисленного в первых двух этапах отклонения частоты. На этом этапе вся обработка происходит по выделенным из принятого на скорректированной частоте приема символа сигнального созвездия пилот-сигналам. Такая возможность имеется, так как распределение и значения рассеянных и фиксированных пилот-сигналов изначально известны

приемнику. Таким образом, может быть вычислена разница частоты приема и центральной частоты канала при смещении частоты, кратном смещению по частоте между поднесущими.

Предложенным способом можно реализовать блок вычисления отклонения частоты. Время работы данного алгоритма может варьироваться из-за возможности использования как соседних символов, так и символов отстоящих друг относительно друга по времени, в зависимости от реализации предложенного алгоритма.

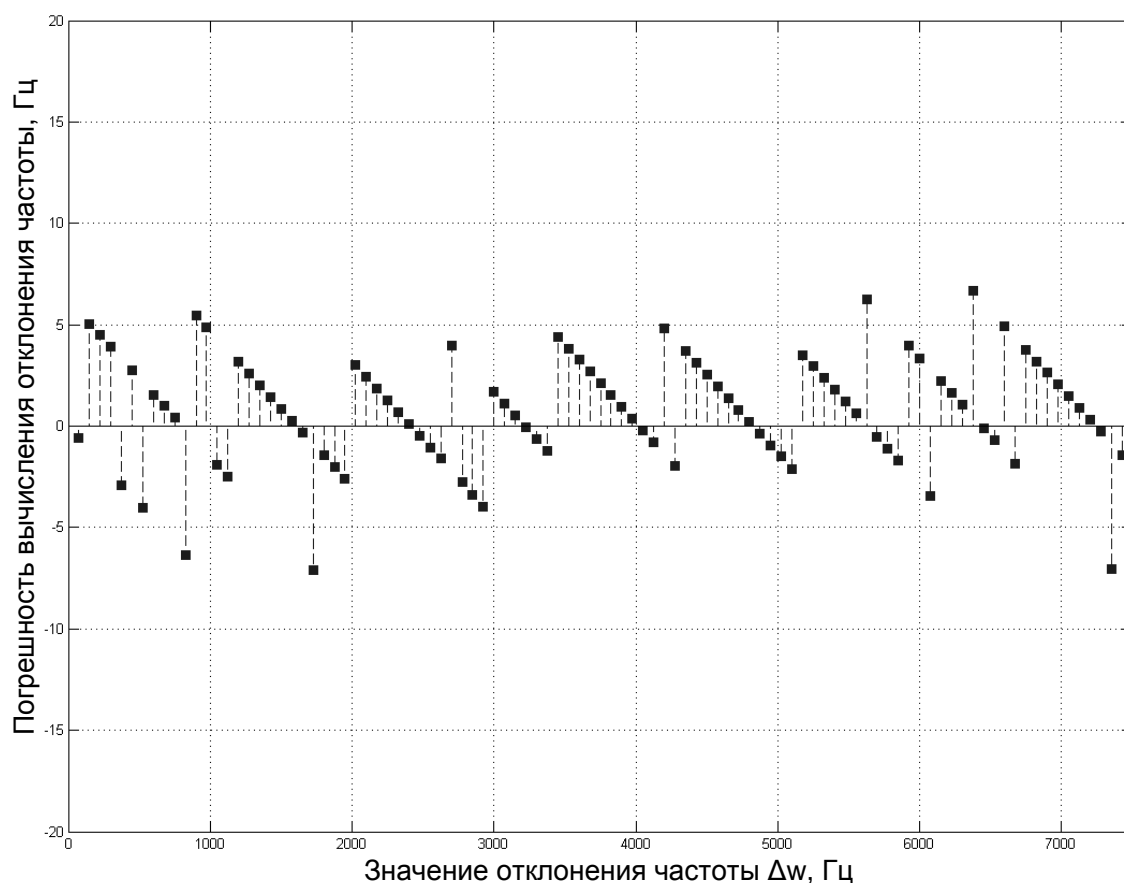


Рисунок 3. Ошибка экспериментального вычисления отклонения частоты на модели тракта

Погрешность вычисления отклонения частоты можно оценить априорно. Она зависит от двух основных факторов: размеров матрицы, характеризующей сигнальное созвездие, и шага угла вращения опорной матрицы во время второго этапа. Эти параметры должны выбираться в зависимости от предполагаемого применения алгоритма. Так в абонентских приставках нет необходимости в высокой точности оценки отклонения частоты несущей от частоты приема, поэтому не требуется использование больших значений размера опорной матрицы и малого шага угла вращения. В точном измерительном оборудовании, напротив, требуется большая точность оценки отклонения частоты, которая может быть достигнута ценой увеличения вычислительной сложности. В проведенном моделировании использовалась матрица, состоящая из 128×128 элементов, и шаг угла вращения в 1 градус. При таких значениях

параметров максимальная погрешность угла вращения составляет 6Гц. Учитывая погрешность формирования матрицы, возникающую при округлении принятых значений векторов сигнального созвездия, на практике указанное значение погрешности может незначительно возрасти. При тех же параметрах алгоритма (размер матрицы и шаг угла поворота опорной матрицы) и большем порядке ОБПФ модуляции OFDM. Диапазон вычисляемых значений ограничивается нелинейностью фильтра приемника и наличием помех от соседних каналов.

На рисунке 3 представлены результаты моделирования вычисления отклонения частоты приемника от центральной частоты канала. По оси абсцисс отложены значения самого отклонения, а по оси ординат значения погрешности его вычисления. Из рисунка видно, что погрешность укладывается в заранее вычисленные для нее рамки. Также следует заметить, что ошибку можно предсказать с довольно высокой вероятностью. Погрешность может быть сведена к минимальному значению при работе алгоритма с большим значением размеров матрицы сигнального созвездия и меньшим шагом угла поворота опорной матрицы.

Данный алгоритм может применяться, как в приемниках вещательной системы первого поколения DVB-T, так и быть адаптирован для систем второго поколения DVB-T2.

Список литературы

1. ETSI EN 300 744 V1.6.1 (2009-01) Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television
2. ETSI TR 101 190 V1.3.1 (2008-10) Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for DVB terrestrial services; Transmission aspects
3. ETSI EN 302 755 V1.2.1 (2010-10) Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)
4. А. Оппенгейм, Р. Шафер, Цифровая обработка сигналов, Техносфера, 2007 г, 856 стр.
5. Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс, Цифровая обработка изображений в среде MATLAB, Техносфера, 2006 г, 616 стр.

Безруков В.Н

Власюк И. В.

Канев С.А.