

Ширина главного лепестка функции отсчетов на нулевом уровне равна $1/F$, а на уровне $0,5 - 1/2F$. Отсюда следует, что минимальная длительность импульса по нулевому уровню, который может существовать на выходе селективной системы, например ФНЧ с $f_{cp} = F$, равна $1/F$. Напомним, что речь идет об идеальном ФНЧ, который нереализуем.

Следовательно, при воздействии суммы δ -импульсов с шагом T_d на ФНЧ на его выходе получается постоянное напряжение (рис. 1, в). После дискретизатора амплитудные значения δ -импульсов будут пропорциональны мгновенным амплитудам аналогового сигнала в дискретные моменты времени, а после ФНЧ – огибающая $U(t)$ (рис. 1, ж) будет повторять форму аналогового сигнала (т.е. равна сумме $U_1(t), U_2(t), U_3(t)$ и т.д. на рис. 1, г-е), что наглядно показывает физический смысл разложения $U(t)$ в ряд Котельникова (8).

ЛИТЕРАТУРА

1. Ткаченко, А. П. Цифровое представление сигналов изображения и звукового сопровождения: учеб. пособие / А. П. Ткаченко, П. А. Капура, А. Л. Хоминич. – Минск: БГУИР. – 2003. – 56с.

Д.А.ХАТЬКОВ¹, А.П.ТКАЧЕНКО¹

СНИЖЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА В СИСТЕМЕ НАЗЕМНОГО ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ ПО СТАНДАРТАМ DVB-T/T2

¹Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», г. Минск, Республика Беларусь

В системах наземного цифрового телевизионного (ТВ) вещания (НЦТВ) по стандарту первого (DVB-T) и второго (DVB-T2) поколения используется квадратурная амплитудная модуляция (М-QAM) большого количества несущих (поднесущих) с ортогональным частотным их мультиплексированием (COFDM) для передачи группы цифровых ТВ программ в пределах полосы одного ТВ канала (7 или 8 МГц). Такой режим передачи совместно с введением защитного интервала обеспечивает системам НЦТВ минимальную чувствительность к многолучевому приему, обусловленному многочисленными отражениями электромагнитных волн (ЭМВ) в городских условиях и при мобильном приеме в отличие от стандарта ATSC, в котором используется 8 (или 16) -VSB соответственно в НЦТВ и кабельном ТВ.

В докладе обсуждается недостаток OFDM модуляции - большой пик-фактор (отношение пиковой мощности радиосигнала к средней – PAPR), как «расплата» за преимущества (как правило, крайне трудно обеспечить преимущества, не проиграв по другим параметрам) [1]. Для определённых символов OFDM фазы поднесущих могут оказаться одинаковыми, что даёт кратковременный пик излучаемой мощности. Поэтому усилитель мощности (УМ) в цифровых передатчиках должны иметь высокую линейность амплитудной характеристики (АХ) в широком динамическом диапазоне, что является причиной низкой эффективности таких УМ. Кроме того, если «всплески» пиковой мощности возникают достаточно часто неизбежно ограничение сигнала, т.е. нелинейные искажения и, как следствие, появление внутриполосных и внеполосных излучений. Первые из них могут являться причиной ухудшением достоверности приема. Вторые ухудшают электромагнитную обстановку.

Для качественного описания цифрового канала связи и качества модуляции используются такие показатели как BER и MER. BER определяется как отношение ошибочных бит к общему количеству переданных бит. MER это коэффициент, характеризующий расхождение между идеальной (вычисленной) и реальной позициями векторов в сигнальном созвездии.

Формула для вычисления PAPR имеет вид [2]:

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x_{in}(t)|^2}{E \left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x_{in}(t)|^2 dt \right]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x_{in}(t)|^2}{P_{x_{in}}} \quad (1)$$

где T - длительность OFDM символа, и $P_{x_{in}}$ - средняя мощность сигнала $x_{in}(t)$.

Для уменьшения PAPR используется несколько методов, которые условно можно разделить на две части: искажающие и неискажающие методы снижения пик-фактора. Широко известный искажающий метод - метод ограничения амплитуды и его производные [2, 3]. Известные неискажающие методы - селективное отображение Selective Mapping (SLM), резервирование тона Tone reservation (TR) и активное расширение сигнального созвездия (ACE) [2]. Для снижения PAPR в системах НЦТВ второго поколения (DVB-T2) Применяется две технологии TR и ACE, позволяющие снизить PAPR при передаче сигналов OFDM. Данные технологии могут применяться, как по отдельности, так и совместно. Использование данных технологий определяется в L1 - сигнализации [4]. Обе технологии применяются к полезной части каждого символа OFDM (за исключением символа P1), после чего производится вставка защитных интервалов. Технология ACE не может быть применена к несущим пилот - сигналов или к несущим резервирования тона, и в тех случаях, когда используется принцип поворота сигнального созвездия или MISO обработка.

При использовании обеих технологий, технология ACE применяется в первую очередь [4].

В методе ACE используется расширение сигнального созвездия для уменьшения PAPR. Базовая идея состоит в том, чтобы увеличить размер созвездия для некоторых поднесущих таким образом, чтобы каждая точка в исходном созвездии могла быть отображена в несколько точек соответствующего ему расширенного созвездия. Расстояние между этими точками созвездий выбирается таким образом, чтобы не уменьшалось минимальное Евклидово расстояние d_{\min} полного созвездия, так чтобы BER не увеличивается. Реализация TI требует использования увеличенной мощности передатчика, но не требует передачи дополнительной информации в занимаемой полосе пропускания [2].

В методе TR некоторые из поднесущих не модулируются полезной информацией. Обозначим NTR – множество таких тонов (поднесущих). Зарезервированные поднесущие "модулируются" последовательностью $\{C_1, C_2, \dots, C_{NTR}\}$. Набор комплексных чисел $\{C_n\}_{n=1}^{NTR}$ выбирается таким образом, чтобы сделать пик-фактор текущего OFDM символа минимальным. Количество резервируемых тонов NTR , как и их расположение, определяется заранее для заданной системы. Оптимальный набор может быть получен путем использования итеративных процедур. Основная идея TR состоит в том, что некоторые из поднесущих не содержат информационных данных, а используются для уменьшения пик-фактора. Поскольку поднесущие с данными и зарезервированные поднесущие находятся в смежных наборах поднесущих, эта технология не требует передачи особой информации для детектирования на приёмной стороне, кроме индикации об её использовании в поле L1 пре-сигнализации. Зарезервированные поднесущие располагаются на заранее определённых позициях с известными индексами этих поднесущих. После ОБПФ к сигналу применяется эта технология уменьшения пиков путём использования преопределённого сигнала, который генерируется зарезервированными поднесущими. Алгоритм резервирования тонов применяется ко всему символу OFDM, исключая символ P1. В символе P2 всегда есть зарезервированные ячейки для резервных пилот-тонов, даже когда эта техника не используется, ввиду того, что приёмник заранее не знает, используется или нет эта техника, а сигнализация L1, информирующая об этом, передаётся внутри самого символа P2 [2].

Уменьшение значения пик-фактора в системах с OFDM возможно путем ухудшения каких-либо характеристик системы, например, КПД передатчика из-за введения дополнительного запаса по усилению, снижения скорости передачи из-за резервирования несущих, снижения помехоустойчивости вследствие нелинейного ограничения. Комбинация характеристик помехоустойчивых кодов и методов снижения пик-фактора (и соответствующего ухудшения характеристик системы) являются параметрами оптимизации для получения максимального энергетического выигрыша и КПД передатчика при использовании заданного канала связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шахнович И. DVB-T2 — новый стандарт цифрового телевизионного вещания. / И. Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес, – 2009. – С.30-35

2. Коржихин, Е.О. Методы снижения пик-фактора в системах наземного цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2 / Е.О. Коржихин, И.В. Власюк // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2009. – С. 83–86.

3. ETSI EN 302 307 V1.1.2 Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications.

4. ETSI EN 302 755 V1.2.1 Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)

А.П.ТКАЧЕНКО¹, А.Д.ЧЕРНЕЦКИЙ², М.И.ЗОРЬКО¹

ПРОГРАММНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАЩИЩЕННОСТИ ОТ ШУМА КВАНТОВАНИЯ В ТРАКТЕ ОБРАБОТКИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ

¹Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», г. Минск, Республика Беларусь

²Организация с дополнительной ответственностью «П.Систем», г. Минск, Республика Беларусь

Приводятся результаты компьютерного моделирования влияния частоты дискретизации (тестового звукового сигнала в АЦП) на мощность шума квантования, выделяемого вместе с тестовым сигналом фильтром нижних частот (ФНЧ), который установлен на выходе цифроаналогового преобразователя (ЦАП).

Во многих работах, напр., [1-4] рассмотрены вопросы цифрового представления звуковых сигналов. Классически принято считать, что мощность шума квантования $P_{ш.кв.}$ при равномерной шкале квантования зависит только от выбранного значения шага квантования $\Delta U_{кв.}$, не зависит от частоты дискретизации f_d и определяется по выражению

$$P_{ш.кв.} = U_{кв.}^2 / 12 \quad (1).$$

В ряде работ Э.И. Вологодина обсуждается возможность уменьшения мощности шума квантования путем увеличения частоты f_d в АЦП. Это объясняется тем, что коэффициент передачи ФНЧ на выходе ЦАП (т.е. на приемной стороне или при воспроизведении цифровой записи) должен (в идеальном случае) иметь постоянное значение коэффициента передачи $K_{ФНЧ}$ в пределах от 0 Гц до высшей частоты F_B аналогового звукового сигнала. При этом мощность шума квантования определяется выражением (1), а ее спектральная плотность мощности $N(f)$ распределяется в пределах полосы: от 0 Гц до частоты $f_d/2$. Отсюда следует, что, напр, при $f_{д1} = 2F_B$ (в одном случае) и $f_{д2} = 5f_{д1} = 10F_B$ (во втором случае) мощность шума квантования на выходе ФНЧ будет равна:

$$P_{ш.кв1}^{(ФНЧ)} = \int_0^{F_B} N_1(f) K_{ФНЧ}(f) df, \quad (2); \quad P_{ш.кв2}^{(ФНЧ)} = \int_0^{F_B} N_2(f) K_{ФНЧ}(f) df. \quad (3)$$

Так как $N_1(f)$ распределяется в пределах от 0 Гц до $f_{д1}/2 = F_B$, а $N_2(f)$ – в пределах от 0 Гц до $f_{д2}/2 = 10F_B/2 = 5F_B$ при одинаковом ФНЧ для двух рассматриваемых случаев, то увеличение f_d в M раз во столько же раз уменьшает мощность шума квантования и увеличивает защищенность от него, т.е. отношение сигнал/шум (ОСШ).

Численные значения параметров и характеристики, полученные при моделировании с помощью программы Right Mark Audio Analyzer, даны в таблицах 1 и 2, также на рисунке 1.