

## ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛА ADSL-МОДЕМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЦИФРОВОГО СИГНАЛЬНОГО ПРОЦЕССОРА TMS320C6416

Сергиенко А.Б., Натальин А.Б., Сидоров М.С., Сувалов И.К.

Санкт-Петербургский Государственный Электротехнический Университет «ЛЭТИ»  
19376, Россия, Санкт-Петербург, ул. проф. Попова, д. 5

### **Введение**

Дискретная многочастотная модуляция (Discrete Multi Tone, DMT) является одним из наиболее популярных способов передачи данных в современных высокоскоростных проводных системах связи. Идея DMT состоит в том, чтобы разбить широкополосный канал на большое количество независимых узкополосных каналов (далее подканалы), где каждый подканал передается на заданной несущей частоте (далее поднесущей). В этом случае можно считать, что каждый подканал имеет плоскую частотную характеристику, и рассматривать его как канал с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ). Коэффициент усиления в каждом подканале выбирается таким образом, чтобы на поднесущей частоте сумма мощностей полезного сигнала и спектральной плотности мощности (СПМ) шума, деленная на квадрат модуля коэффициента передачи канала, была постоянной для всех подканалов. Такой подход обеспечивает максимальную интегральную пропускную способность канала при ограничении на среднюю мощность передатчика [1].

Неравномерность частотной характеристики реального канала приводит к возникновению межсимвольной интерференции (МСИ), которая возникает вследствие того, что на текущий символ накладываются «хвосты» предыдущих.

Для устранения МСИ в начало каждого DMT-символа добавляется защитный интервал, который представляет собой  $\nu$  последних отсчетов символа — циклический префикс (ЦП). Если длина импульсной характеристики (ИХ) канала не превосходит  $\nu + 1$ , принятый символ после удаления ЦП можно рассматривать как циклическую свертку ИХ канала и переданного неискаженного символа. Это позволяет устранить каналные искажения с помощью частотного эквалайзера.

Если длина ИХ канала больше чем  $\nu + 1$ , наиболее популярным методом устранения МСИ является использование на приемной стороне укорачивающих фильтров. Укорачивающий фильтр представляет собой цифровой фильтр с конечной ИХ (КИХ), который на приемной стороне ставится сразу после АЦП. Коэффициенты укорачивающего фильтра подбираются так, чтобы результирующая ИХ, которая представляет собой свертку ИХ укорачивающего фильтра и реального канала, с большой степенью точности может быть аппроксимирована задержкой и фильтром, длина ИХ которого не превосходит  $\nu + 1$ . Для получившегося укороченного канала неравномерность частотной характеристики может быть скорректирована частотным эквалайзером.

Для тестирования различных алгоритмов обработки DMT сигналов был разработан макет на базе цифрового процессора TMS320C6416. При этом рассматривалась только ситуация, когда импульсная характеристика канала заранее известна.

### **Схема приемника и передатчика ADSL сигнала**

Структурная схема ADSL приемника и передатчика представлена на рис. 1.

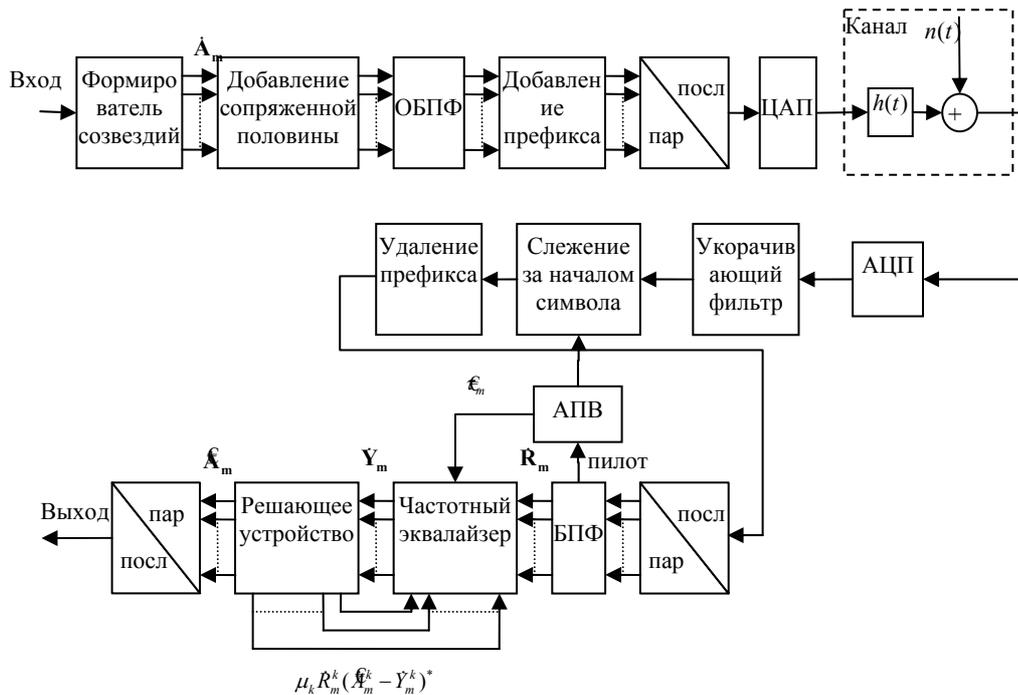


Рис. 1

Основные блоки системы имеют следующее назначение.

1. Формирователь созвездий распределяет биты согласно пропускной способности каждой поднесущей и выдает точки соответствующих созвездий квадратурной амплитудной модуляции (КАМ).
2. Блок добавления сопряженной половины нужен для получения вещественного сигнала после обратного преобразования Фурье
3. Укорачивающий фильтр служит для того, чтобы сквозная импульсная характеристика канала с учетом действия этого фильтра была короче длины префикса.
4. Блок слежения за началом символа осуществляет грубую коррекцию временного положения (с точностью до отсчета).
5. Частотный эквалайзер корректирует сквозную частотную характеристику канала и осуществляет плавную коррекцию временного запаздывания (в пределах отсчета).
6. Блок автоподстройки временного положения (АПВ) осуществляет слежение за временным положением символа и выработку управляющих сигналов для точной и грубой коррекции расхождения частот дискретизации приемника и передатчика.
7. Решающее устройство формирует оценки передаваемых созвездий и выдает сигнал коррекции для частотного эквалайзера.

### **Построение укорачивающего фильтра**

Алгоритмы расчета временных укорачивающих фильтров представлены в работах [1, 2] и отличаются друг от друга выбором целевой функции.

В [2] предложен алгоритм Maximum Bit Rate (MBR). Целевой функцией является максимум интегральной пропускной способности канала с учетом укорачивающего фильтра. При этом авторы ввели отношение С/Ш в каждом подканале как отношение мощности полезного сигнала к сумме СПМ шума и мощности искажений, вызванных МСИ (с учетом укорачивающего фильтра). Согласно [2], данный метод дает наибольшую скорость передачи из всех предложенных на данный момент методов синтеза укорачивающих фильтров, однако поиск экстремума целевой функции реализуется только численными методами, которые не гарантируют того, что найденный экстремум будет глобальным. В той же работе предложен другой алгоритм синтеза, minimum Inter Symbol Interference (min-ISI), где целевая функция, которая подлежит минимизации, представляет собой сумму СПМ шума и суммарной мощности искажений, вызванных МСИ на всех подканалах. В этом случае задача сводится к нахождению минимума квадратичного функционала с ограничением, что может быть реализовано стандартными алгебраическими методами.

Из всех предложенных методов синтеза был выбран min-ISI алгоритм, который несложен в реализации и по качественным показателям лишь незначительно проигрывает MBR.

### **Система временной автоподстройки**

Одним из дестабилизирующих факторов любой цифровой системы связи является расхождение в частотах дискретизации, вызванное нестабильностью кварцевых резонаторов на приемной и передающей

сторонах. Это приводит к временному дрейфу начала каждого символа и интерференции поднесущих. Согласно [3], при относительной ошибке рассогласования частот дискретизации менее чем  $10^{-4}$  уровень шума, вызванного интерференцией поднесущих, пренебрежимо мал. В этом случае достаточно отслеживать дрейф начала каждого символа по пилот-тону, который передается на 64-й поднесущей. Так как на длине префикса укладывается ровно 5 периодов пилот-тона, он не имеет разрыва фазы при переходе от одного символа к другому и не подвержен воздействию МСИ при наличии ошибки оценки временного положения символа.

Из-за расхождения частот дискретизации начало каждого символа будет сдвинуто относительно предыдущего на постоянную величину. Таким образом, время запаздывания символа  $\tau$  линейно зависит от номера обрабатываемого символа. Спектр задержанного на время  $\tau$  сигнала  $\dot{S}_3(\omega)$  связан со спектром исходного сигнала  $\dot{S}(\omega)$  равенством (1):

$$\dot{S}_3(\omega) = \dot{S}(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau}. \quad (1)$$

Как видно из (1), сдвиг по временному положению приводит к повороту сигнального созвездия  $k$ -й поднесущей на угол  $\varphi_k = -2\pi kFs\tau / 256$ . Если временной сдвиг  $\tau$  известен, этот поворот может быть компенсирован путем умножения результатов БПФ на  $e^{-j\varphi_k}$ . Если  $\tau$  становится больше периода дискретизации, «хвост» соседнего символа может интерферировать с обрабатываемым. Чтобы избежать этого, необходимо скорректировать позицию начала символа (и, соответственно, текущую оценку  $\tau$ ) на один отсчет.

Оценка временного положения  $m$ -го символа  $\mathcal{E}_m$  формируется с помощью системы автоматического регулирования второго порядка астатизма.

Частотный эквалайзер

Задача частотного эквалайзера состоит в компенсации канальных искажений и поворота, вызванного ошибкой по временному положению.

Для коррекции поворота результат преобразования Фурье от обрабатываемого  $m$ -го ADSL-символа на  $k$ -й поднесущей  $\dot{X}_m^k$  умножается на число  $e^{-j\phi_m^k}$ , где  $\phi_m^k$  задается равенством (2):

$$\phi_m^k = -2\pi kFs \mathcal{E}_m^k / 256. \quad (2)$$

В результате получается скорректированный по временному положению отсчет на  $k$ -й поднесущей:  $\dot{R}_m^k = \dot{X}_m^k e^{-j\phi_m^k}$ .

После коррекции по временному положению производится умножение на  $k$ -й коэффициент частотного эквалайзера  $\dot{W}_m^k$ , который представляет собой оценку числа, обратно пропорционального коэффициенту передачи канала на  $k$ -й поднесущей. В результате вычисляется переданный на данной поднесущей зашумленный символ  $\dot{Y}_m^k$ :

$$\dot{Y}_m^k = \dot{R}_m^k \dot{W}_m^k. \quad (3)$$

Вычисленный зашумленный символ  $\dot{Y}_m^k$  поступает в решающее устройство, которое по минимуму евклидова расстояния находит точку созвездия  $\mathcal{A}_m^k$ , являющуюся оценкой символа, переданного на  $k$ -й поднесущей. По полученной оценке согласно алгоритму наименьших квадратов (4) обновляется  $k$ -й коэффициент частотного эквалайзера:

$$\dot{W}_{m+1}^k = \dot{W}_m^k + \mu_k \dot{R}_m^k (\mathcal{A}_m^k - \dot{Y}_m^k)^*. \quad (4)$$

Здесь  $\mu_k$  — шаг алгоритма наименьших квадратов для  $k$ -й поднесущей.

Описанная процедура производится для всех используемых поднесущих.

### Заключение

Описанный в данной работе демодулятор ADSL сигнала, реализованный на сигнальном процессоре TMS320C6416, способен работать при наличии МСИ и отслеживать временное положение обрабатываемого символа. Процессор TMS320C6416 ориентирован на быструю обработку больших массивов данных. Применительно к ADSL можно сказать, что он способен производить БПФ размером 512 отсчетов за 7 мкс (16-битный вход, 32-битный выход). Таким образом, на укорачивающий фильтр, систему АПВ и частотный эквалайзер остается более чем 200 мкс на один символ. В нашей реализации вся обработка заняла менее 60 мкс на символ.

Если к реализованному демодулятору добавить помехоустойчивые декодеры для сверточных кодов и кодов Рида—Соломона и включить обработку служебной фазы, полученное в результате программное обеспечение может служить прототипом приемной части ADSL-модема [3].

**Список литературы**

1. P. J. W. Melsa, R. C. Younce, and C. E. Rohrs, "Impulse response shortening for discrete multitone transceivers," IEEE Trans. on Communications, vol. 44, pp. 1662–1672, December 1996.
2. G. Arslan, B. L. Evans, and S. Kiaei, "Equalization for Discrete Multitone Receivers To Maximize Bit Rate," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 49, no. 12, pp. 3123–3135, December 2001.
3. Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers. ITU-T Recommendation G.992.1. ITU-T, 2000.

