

Старче

Нелегкая это работа - демодулировать неизвестный OFDM сигнал.

Прошло около месяца после размещения моей статьи "Определение параметров OFDM сигналов. Искусство или ремесло"

<http://www.radioscanner.ru/info/article282/>.

С тех пор получен ряд относительно новых результатов, с которыми считаю полезным поделиться с посетителями форума.

Как и в упомянутой статье речь далее пойдет об определении параметров OFDM сигналов, у которых **величина защитного интервала относительно мала**, скажем не более 10-15% от длительности интервала ортогональности. Известно, что такие сигналы обладают практически сплошным и прямоугольным спектром, что существенно ограничивает эффективность обычного спектрального анализа при его применении для определения параметров сигнала.

Сразу же хочу предупредить, что ничего принципиально нового я не открыл, но проведенная работа позволила четче понять и яснее сформулировать несколько фактов, влияющих на успех демодуляции. Думаю, что эти "причесанные" мною мысли будут полезными и для других.

**Факт 1.** OFDM - сложный способ передачи сообщений. Он предусматривает точное знание параметров сигнала и точное выполнение предписанных алгоритмов. Профессионалам это хорошо известно. Кое-что о требуемых точностях можно почитать в приложении к книжке "Аппаратура передачи MC-5 ...", размещенной в

<http://www.radioscanner.ru/files/equipment/file6214/>

Из этого приложения, в частности, следует, что допустимой относительной погрешностью задания интервала ортогональности является величина порядка 0.00001. Обеспечить такую точность относительно несложно, **но измерить** величину этого интервала с требуемой точностью из отсчетов принимаемого сигнала - совсем другая задача. Об этом - чуть ниже.

**Факт 2.** Всем известно, что эффективность цифровой обработки сигнала зависит от процедуры **квантования**. Сложность OFDM требует точного выполнения математических преобразований сигнала, основным из которых, несомненно, является дискретное преобразование Фурье. Это, в свою очередь, требует обеспечения достаточно большого числа **верных значащих цифр** как при исходной записи отсчетов сигнала, так и при промежуточных вычислениях. К сожалению, об этом достаточно часто забывают.

Практически все файлы с записями OFDM сигнала, которые оказались для меня доступными, были формата WAV. Этот формат, как известно, записывает отсчеты сигнала в двухбайтовом целочисленном виде, что обеспечивает для максимального сигнала не более 5 значащих десятичных цифр. Для сигнала среднего уровня этих цифр и того менее, что крайне мало для обработки OFDM.

**Факт 3.** Многим известно, что эффективность цифровой обработки во многом зависит от удачности выбора **частоты дискретизации**. В профессиональных устройствах этот вопрос не возникает, так как частота дискретизации выбирается на этапе разработки устройства или программы и в последующем используется неизменной везде там, где это необходимо. При приеме неизвестного сигнала - дело другое. Выбор частоты дискретизации - одна из задач, которые предстоит решить тому, кто сигнал принимает. Практически все имевшиеся у меня файлы были записаны посредством звуковых карт компьютера с типовыми для них частотами дискретизации 8000

или 11025 Гц. Для слухового восприятия эти частоты вполне подходят, но для обработки OFDM - конечно нет.

Многим также известно, что для каждого OFDM сигнала имеется множество "**родных**" частот дискретизации. Все они кратны наименьшему общему кратному величин частотного разнесения поднесущих и скорости манипуляции. При отсутствии общих множителей "родная" частота кратна произведению этих величин.

При использовании любой из "родных" частот дискретизации и на длительности интервала ортогональности, и на длительности тактового интервала укладывается целое число интервалов дискретизации, что позволяет абсолютно точно определить величину интервалов ортогональности и тактового интервала. При использовании "неродных" частот эти интервалы определяются лишь **приблизительно** с погрешностью не менее длительности одного интервала дискретизации. Указанная в пункте "Факт 1" точность может быть принципиально достигнута только при частотах дискретизации порядка 1 МГц.

Таким образом, должно быть понятно, что если возникает необходимость или горячее желание демодулировать OFDM сигнал с неизвестными параметрами, то к этим необходимости или желанию нужно, как минимум, приложить возможности использовать более профессиональные методы записи принимаемого сигнала (нежели звуковая карта компьютера). Насколько я знаю, давно существуют вполне приличные платы расширения, содержащие АЦП с задаваемой в широких пределах частотой дискретизации. Часто на таких платах располагаются и спецпроцессоры цифровой обработки, но в off-line режиме демодуляции эти процессоры не нужны. Одну из таких плат типа L-card (если меня не подводит память) лет десять назад я использовал для демодуляции сигнала модема AT-3004Д. Параметры этого модема мне конечно были известны.

**Факт 4.** Одно время по наивности я полагал, что **передискретизация** сигнала с многократным увеличением частоты дискретизации может помочь в определении параметров. Похоже, что это было заблуждением. По крайней мере мне не удалось преуспеть в этом деле. Даже надежды потеряны. Причин к тому несколько.

Простейшая из них такова. Передискретизация прежде всего необходима после записи сигнала посредством так сказать "подручных" средств, но типичное для этих средств двухбайтовое (в лучшем случае) представление отсчетов сигнала не обеспечивает требуемой для определения параметров OFDM точности. В результате сама передискретизация становится бессмысленной. Если же запись производится на профессиональном уровне, то передискретизация не нужна вовсе, так как исходная частота дискретизации может быть выбрана достаточно высокой.

Другой, часто упускаемой причиной является то, что при передискретизации по необходимости должны использоваться, во-первых, **частотная фильтрация** и, во-вторых, **интерполяция** (очередность их выполнения зависит от того уменьшаем или увеличиваем частоту дискретизации). Обе эти процедуры могут повлиять на точность анализа сигнала, но об этом в следующем пункте.

**Факт 5.** Электрические процессы, как известно, могут описываться как во временной, так и в частотной областях. За все не скажу, но при демодуляции OFDM сигналов по моему убеждению эффективность частотных исследований существенно ограничена. Дело в том, что информация передается отдельными блоками. Длительность передачи блока равна длительности тактового интервала сигнала, а количество символов в блоке - количеству поднесущих частот (символы могут быть недвоичными). Блоки следуют друг за другом без

перерывов и **никакого влияния друг на друга оказывать не должны**. В месте приема каждый блок обрабатывается **отдельно от других**. Поэтому любое частотно-зависимое (инерционное по времени) воздействие на сигнал неизбежно вносит межблочную интерференцию, размывает границы между блоками, мешает определению параметров принятого сигнала.

Именно поэтому снижается эффективность обычных спектральных методов при их использовании для определения параметров OFDM сигналов. Ведь обычный спектр по определению - интегральная характеристика сигнала. Аналогичное воздействие на сигнал оказывает и "качественная", т.е. многоточечная интерполяция.

Иное дело - спектральные характеристики отдельных сигнальных блоков, например, дискретное преобразование Фурье (ДПФ). Это преобразование позволяет выделить из исследуемого блока все поднесущие, определить величины квадратурных компонентов каждой поднесущей и, следовательно, амплитуду и фазу сигнала в каждом частотном подканале любого сигнального блока. Другими словами - получить все, что "доктор прописал", даже манипуляционную амплитудно-фазовую диаграмму.

Для работы с отдельными блоками сигнала всего лишь требуется выделять эти блоки из последовательности имеющих отсчетов сигнала. А это, как изложено в упомянутой статье, совсем несложная задача. Кратко напомним, что обычная автокорреляционная функция (АКФ) OFDM сигнала содержит характерные всплески, временная координата которых определяет длительность интервала ортогональности, а полярность - способ формирования частот поднесущих. Далее, корреляционный поиск в последовательности отсчетов "похожих" зон позволяет определить длительность тактового интервала и расположение в этой последовательности границ тактовых интервалов.

**Факт 6.** Личный опыт показывает, что при off-line режиме исследования OFDM сигналов (при работе с записями этих сигналов) выполнении ДПФ отдельных блоков сигнала лучше производить по обычным тригонометрическим формулам, задавая аргументы синусов и косинусов в виде:

$$2 * \text{PI} * k * \text{deltaF} * n / \text{Fdiskr},$$

где:

- PI - число "пи",
- k - номер поднесущей,
- deltaF - частотный разнос поднесущих (Гц),
- n - номер отсчета сигнала,
- Fdiskr - частота дискретизации (Гц).

Напомним, что при положительной полярности всплеска на АКФ параметр k принимает положительные целочисленные значения, а при отрицательной полярности - дробные значения 0.5, 1.5, 2.5 и т.д.

Обычно вместо отношения Fdiskr/deltaF используется целочисленный параметр N, равный в нашем случае числу отсчетов сигнала, укладываемых на интервале ортогональности. Именно эта величина N и есть уменьшенная на 1 абсцисса всплеска, наблюдаемого на АКФ сигнала. Преимущество предложенного задания аргументов тригонометрических функций состоит в отделении точно известной величины Fdiskr от измеряемой **неточно** величины deltaF, что позволяет с наибольшей наглядностью использовать метод итерации для уточнения значения deltaF. Напомним, что величина deltaF обратна длительности интервала ортогональности.

К сожалению, единственным моим инструментом является компьютер. Все OFDM сигналы, которыми я располагал, были либо мною же созданы, либо скачены из раздела "Сигналы" нашего сайта. Несколько файлов были для меня подготовлены форумчанином Mesh-ом, за что я ему благодарен. Отчаянные мои призывы прислать хорошую эфирную запись не нашли на форуме отклика. По причине, указанной в разд. "Факт 2", все записи, кроме мною смоделированных, оказались малополезными. Тем не менее кое-какие результаты все-же были получены. Подробнее о них изложено в упомянутой выше статье.

Чем же я располагаю? - это относительно небольшой пакетик программ, именно так: пакетик программ. По иному назвать не могу.

Две из программ позволяют провести упоминавшийся корреляционный анализ для оценки длительности интервала ортогональности, а также длительности и расположения тактовых интервалов в потоке записанных отсчетов сигнала. Программы достаточно примитивные. Каждая около сотни операторов Паскаля.

Окончательное суждение о точности определенных параметров выносилось после прямого ДПФ, производимого над любым из выделенных тактовых интервалов записанного сигнала. Для этого имеется третья программка. Как уже отмечалось, ДПФ позволяет получить **линейчатый спектр**. О точности расчетов можно было судить по численным значениям квадратурных компонент результата ДПФ.

Как известно, ДПФ порождает только  $N$  различающихся компонент, где  $N$  - количество отсчетов на длительности интервала ортогональности исследуемого сигнала. Обычно в OFDM сигнале количество поднесущих  $< N$ .

Я использовал тригонометрическую форму записи ДПФ и представление аргументов гармонических функций в виде, приведенном в разд. "Факт 6".

При выборе "неродной" частоты дискретизации задаваемое неявно число  $N$  даже не было целым, что, естественно, никак не способствовало получению высокоточных результатов.

ДПФ позволяет определить амплитуды всех реально имеющихся поднесущих, а также величину сигнала на местах расположения частот, удовлетворяющих условию ортогональности, но не используемых в исследуемом сигнале. Назовем их для краткости пустыми поднесущими. Величина отношения амплитуд реальных и пустых поднесущих - в упоминавшейся книге это отношение названо **превышением** - является хорошей количественной мерой точности расчетов.

При аппаратной реализации модемов с OFDM мы когда-то мечтали об обеспечении превышения порядка 500 - 1000. При программной реализации, использовании "родных" частот дискретизации и отсутствии каких-либо помех величина превышения с легкостью обеспечивается равной 10 десятичным порядкам. Другими словами, глубина нуля на пустых частотах измеряется величиной порядка 0.000000001. При наличии шума, частотного сдвига, нелинейности и т.п. величина превышения уменьшается. При "неродных" частотах дискретизации превышение трудно обеспечить большим, чем 100 - 1000.

Небольшая по объему программка, выполняющая ДПФ, недавно была мною дополнена еще одним способом количественного определения точности расчетов. Но об этом в специальном разделе. Способ того заслуживает.

Как "породнить" сигнал с частотой дискретизации

Как отмечалось, при анализе OFDM сигналов встречаются две трудности. Неточность задания величин отсчетов сигнала и отличие частоты

дискретизации от "родной" частоты сигнала. Если первая трудность непреодолима (если нет возможности перезаписи), то вторая, по крайней мере - в принципе, может быть преодолена. Об этом и пойдет разговор.

Существует **тривиальная модель** для любого из отсчетов сигнала, а именно:

$$f(t) = \sum_{k=0}^N (A(k) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot \Delta F \cdot t) + B(k) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot k \cdot \Delta F \cdot t)),$$

где (да опять простит меня читатель) символ SUMMA использован вместо греческой сигма, а другие обозначения пояснены выше. Эта модель естественным образом описывает любой отсчет сигнала в **любой момент времени**, и, что самое интересное и главное - в момент времени никоим образом не связанный ни с интервалом ортогональности, ни со значениями поднесущих. Ну просто - любой момент. Поэтому, если располагать по крайней мере  $N+1$  отсчетами сигнала (величинами  $f(t)$ ), то можно неизвестные квадратурные компоненты  $A(k)$  и  $B(k)$  вычислить, решая систему линейных уравнений с  $N+1$  неизвестными. В этой системе значения тригонометрических функций будут простыми константами.

К сожалению, эта примитивнейшая, и многообещающая идея трудна в реализации. Дело в том, что задачи подобного рода относятся к так называемым **плохо обусловленным** задачам, то есть к задачам, в которых даже сравнительно малые погрешности в задании констант (в том числе и самих отсчетных значений) могут привести к непредсказуемым погрешностям результата. Вспомните, что если в определителе встречаются линейно зависимые строки или столбцы, то такой определитель равен нулю. А если эти строки "почти" линейно зависимы, то задача почти неразрешима. А в нашем случае таких строк несколько десятков. О подобных задачах шел разговор на форуме при обсуждении достоинств и недостатков одноканальных модемов.

Зная все это, я тем не менее решил попробовать реализовать эту идею. Задача решалась классическим методом последовательного исключения неизвестных. Известные рекуррентные методы расчета оказались в этом случае неприменимыми. Попытку можно считать успешной. Для исключения лавинного накопления ошибок оказалось достаточным использовать всего два приема. Первый - изменение порядка следования строк и, второй - масштабирование строк, препятствовавшее опасным росту или уменьшению правой и левой частей строки.

Преодолеть до конца последствия плохой обусловленности задачи все же не удастся. Применение изложенного метода анализа возможно не всегда, но неверные результаты, как правило всегда четко обнаруживаются.

Я посчитал возможным и необходимым рассказать о принципиальной возможности иного способа анализа сигнала. Может кто-то преуспееет в нем больше, чем удалось мне. Во все не исключено, что этот метод окажется работоспособным при наличии сдвига частоты сигнала. Представляется, что одновременное применение ДПФ и изложенного метода является хорошим тандемом при проверке точности анализа параметров OFDM сигналов.

## Заключение

В заключение краткие рекомендации исследователям OFDM сигналов.

1. Не используйте для записи сигналов звуковые карты компьютеров. Типичные для них частоты дискретизации и формат представления чисел непригодны для определения параметров неизвестного сигнала.

2. С использованием простых корреляционных действий разбивайте записанный поток отсчетов сигнала на тактовые интервалы и

анализируйте их отдельно друг от друга.

3. Наилучшим критерием точности анализа является результат ДПФ отдельного тактового интервала сигнала.