

# ПРИМЕНЕНИЕ АППАРАТНО-РЕАЛИЗОВАННОГО ДПФ В ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ УЛЬТРАЗВУКОВОГО УРОВНЕМЕРА

Столяров А.С.

Волгоградский Государственный Технический университет  
АООТ Каустик, Волгоград, stan@vistcom.ru

В данной статье описан вариант построения приемника отраженных сигналов ультразвукового уровнемера. Существующие устаревшие принципиальные решения построения уровнемеров, основаны на решениях, использовавшихся в аналоговых эхолотах. Эти схемы работали по принципу выделения аналоговым образом отфильтрованного принятого сигнала с помощью компаратора. Легко показать, что вследствие затухания ультразвукового импульса в среде происходит постоянное смещение момента срабатывания компаратора, что в случае его срабатывания и по фронту и по спаду принятого сигнала привело бы к сужению вырабатываемых на его выходе импульсов в направлении момента времени, когда отраженный импульс имеет максимальную амплитуду. Кроме того, аналоговая фильтрация является весьма нетехнологичной, и вносит отрицательный вклад в надежность системы в целом, также достаточно сложной является адаптивная настройка входного фильтра на изменяющуюся резонансную частоту пьезоизлучателя. В силу этого было принято решение использовать в приемнике методы цифровой обработки отраженных сигналов.

После анализа методов ЦОС было принято решение попытаться использовать выделение спектральной составляющей мощности принятого сигнала на частоте резонанса пьезоизлучателя. Такая организация дает возможность простыми методами синхронизировать частоты генератора зондирующих импульсов и приемного цифрового фильтра, а именно путем выдерживания соотношения  $f_{adc} = N f_{gen}$ . Тогда фильтрацию можно осуществлять выделением с помощью ДПФ  $N$ -й гармоники.

Для экспериментального исследования перспектив использования данного метода была спроектирована плата для оцифровки отраженного сигнала. Данная плата построена на базе 8-разрядного высокоскоростного АЦП ADS831, массив из 64 Кбайт выборок сначала фиксируется в ИС статической памяти, а затем под управлением микроконтроллера AVR с помощью буферных и коммутационных блоков, построенных на двух ПЛИС MAX7032, переписывается через LPT-порт в ПЭВМ, где сохраняется в виде файла. В ходе экспериментов вход платы подключался к готовому аналоговому уровнемеру в различные точки его приемника, кроме того менялись условия отражения – тестовую жидкость, являющуюся средой прохождения ультразвукового импульса нарочно замутняли вплоть до момента полного пропадания первого отраженного сигнала на выходе компаратора, визуально наблюдаемого с помощью осциллографа. Частота дискретизации была выбрана равной 2.5 МГц по нескольким причинам – как исходя малого отличия этой частоты к 8-кратной частоте резонанса пьезоизлучателя, равной величине, близкой к 300 кГц, так и из простоты получения данной частоты путем деления частоты использовавшегося интегрального кварцевого генератора, равной 40 МГц.

Визуальная оценка полученных массивов выборок показала, что отраженный сигнал отчетливо распознаваем на фоне помех, даже когда амплитуда последних не позволяет использовать компаратор для определения момента его прихода. Дальнейший экспериментальный анализ производился путем прогона этих массивов через программу, осуществляющую различные модификации ДПФ по скользящему временному окну, для определения поведения амплитуды использовались гармоники с частотой  $f_{adc}/8 = 312,5\text{КГц}$ . Достаточно наглядные результаты получаются в результате переименования файлов в raw-файлы и загрузки их в редактор Sound Forge, с присвоением частоты дискретизации в 2500Гц.

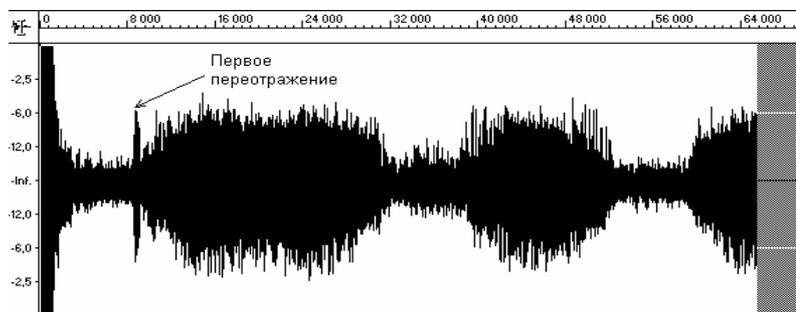


Рис. 1. Типичный вид отраженного сигнала после аналоговой фильтрации и последующей оцифровки. Первое переотражение явно различимо, но невыделимо с помощью аналогового компаратора.

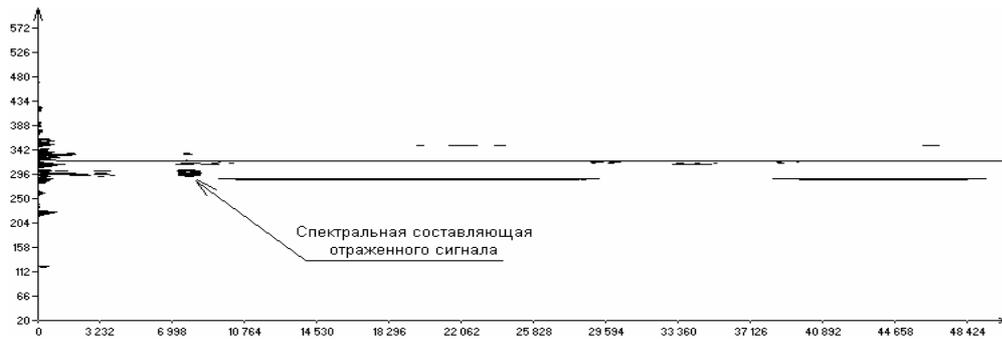


Рис.2. График скользящего преобразования Фурье, полученный из массива на рис.1 инструментом Spectral Analysis – Sonogram программы Sound Forge с использованием окна Блэкмана-Харриса, шириной окна, равной 2048 точек, наложением БПФ, равном 75% и разрешением сонограммы в 10000 точек. По оси X – номер выборки, по оси Y – частота гармоники БПФ.

Далее была проанализирована возможность осуществления цифровой фильтрации на базе ДПФ в реальном масштабе времени. Согласно постановке задачи, а именно необходимости обеспечить одновременное измерение уровня в парке емкостей с количеством емкостей до 32х с периодичностью обновления информации об уровне, равной 30 сек. Таким образом на принятие решения о текущем значении уровня отводится около 1 сек. С учетом времени прохождения ультразвука через столб жидкости, соответствующий максимальному уровню, 4 переотражения занимают время порядка 30-40 мсек. С учетом необходимости усреднения данных от нескольких попыток импульсной локации, получаем необходимое время вычисления ДПФ, меньшее времени прохождения ультразвука через среду, а в идеале – вычисление ДПФ в реальном масштабе времени.

При анализе возможностей аппаратной реализации ДПФ необходимо учесть, что возможны два варианта вычисления ДПФ – с использованием прямоугольного окна и с использованием непрямоугольного окна (например, окна Блэкмана-Харриса или Хемминга). Использование прямоугольного окна дает более острый пик на частоте гармоники, однако слабое подавление соседних частот. Непрямоугольное окно приводит к лучшей частотной избирательности, подавлению боковых лепестков АЧХ.

Однако с точки зрения аппаратной реализации непрямоугольное окно приводит к необходимости за время, обратное частоте дискретизации АЦП (для анализа в реальном масштабе времени) обеспечить выполнение  $N/2$  умножений на константу, где  $N$  – ширина обрабатываемого окна (порядка  $10^2 - 10^3$ ). Это либо требует от умножителя быстродействия порядка  $10^9$  умножений в секунду, либо наличия до  $10^2$  параллельно работающих умножителей, а также сумматора с таким же количеством входов. Оба варианта в настоящее время являются чрезмерно дорогими либо вообще неосуществимыми.

Поэтому было принято решение использовать ДПФ с прямоугольным окном. В качестве величины

$\sin(\pi/4) = \frac{\sqrt{2}}{2}$  приняли константу, равную 181, которая с точностью 0.01% равна  $256 \cdot (\sin(\pi/4)) \approx 181,019$ .

Использование свойств периодичности и подобия синуса и косинуса, приводит к следующей схеме получения ДПФ (см. рис.3):

Данный алгоритм был реализован на ПЛИС EP1K30 фирмы Altera и для следующих исходных данных:

- Количество точек в окне 1024
- Разрядность АЦП, бит 12
- Разрядность константы  $\sin 45$ , бит 8
- Разрядность спектральной составляющей, бит 32

были получены следующие результаты:

- Использовано памяти, % 50
- Использовано логических ячеек, % 84

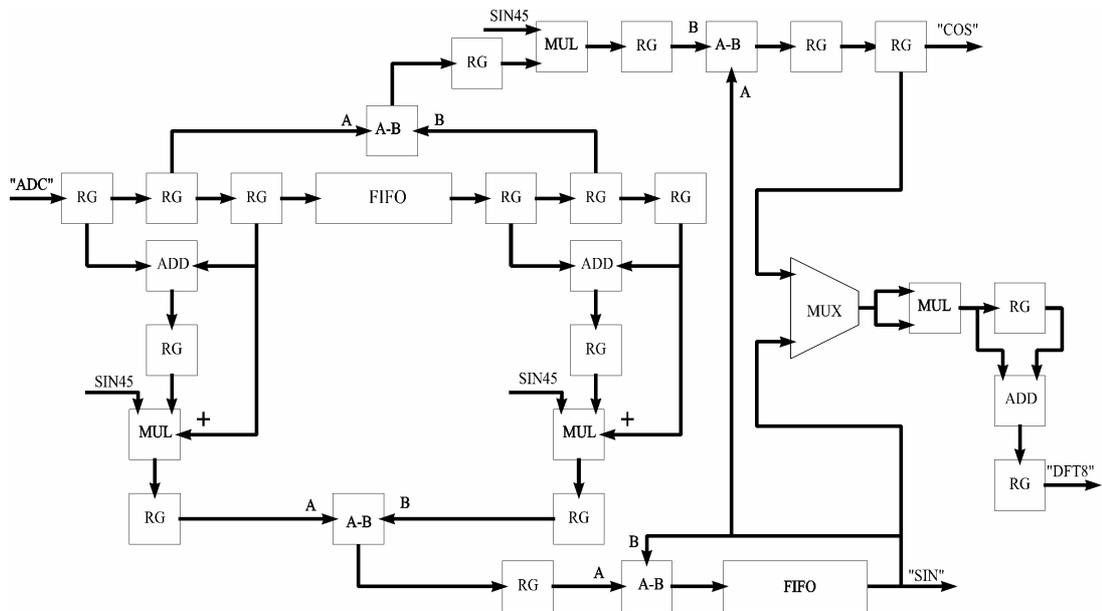


Рис. 3. Алгоритм аппаратной реализации ДПФ по N/8-й гармонике.

В силу того факта, что даже результат ДПФ остается очень слабо отличным от нуля, было принято решение применить накапливающее суммирование по 10-20 массивам отраженных импульсов. Экспериментальная проверка этого метода показала, что хотя этот метод и приводит к более четкому выделению полезного сигнала среди помех, но он не приводит к устранению неоднозначностей типа мелкой (порядка  $\frac{1}{4} f_{\text{ант}}$ ) модуляции скользящего спектра, а также наличия нескольких пиков у спектральных компонентов отраженного сигнала в случае отклонения опорной частоты от  $f_{\text{ант}}/8$  даже на 0.2%.

