

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ ЦОС ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УЛЬТРАЗВУКОВОГО УРОВНЕМЕРА

Столяров А.С.

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

В настоящее время на предприятиях химической промышленности достаточно остро стоит задача точного и надежного измерения уровня сжиженного хлора в цистернах. Крайне высокая химическая активность хлора приводит к быстрому нарастанию слоя хлорного железа на контактирующих с хлором элементах измерительных систем, в частности поплавковых, емкостных и индуктивных уровнемеров, что негативно сказывается как на точности измерений, так и на помехоустойчивости таких систем в целом. В связи с этим представляется перспективным ультразвуковой метод измерения уровня хлора, построенный по принципу измерения времени прохождения ультразвукового импульса между отражениями от границы среды жидкий хлор – газообразный хлор.

На волгоградском предприятии ООТ «Каустик» ведется активная работа по построению такого типа уровнемера с улучшенными по сравнению с аналогами характеристиками. Основной упор делается на использование современной элементной базы и цифровую обработку полученной информации. Общая структура измерительной части выглядит следующим образом (см рис. 1):

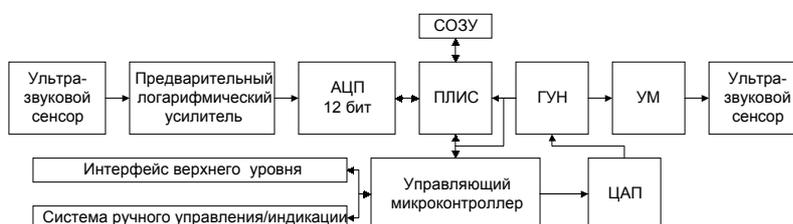


Рис. 1. Структурная схема системы цифровой обработки ультразвукового уровнемера.

Для того, чтобы избежать необходимости проектировать сложные в перенастройке на другую частоту многокаскадные схемы предварительного усиления слабого отраженного сигнала используется цифровая фильтрация принятого сигнала, принцип которой описан ниже. Регулируемый напряжением генератор ГУН вырабатывает сигнал прямоугольной формы частотой f_{adc} , который подается на делитель частоты с коэффициентом $N=2^L$, расположенный в ПЛИС. С выхода делителя снимается опорный сигнал частотой f_{op} , модулируемый по амплитуде зондирующим импульсом. Форма импульса задается управляющим микроконтроллером. Частота f_{adc} определяется управляющим микроконтроллером с помощью стандартных методов измерения частоты и контролируется постоянно во время работы. Непосредственно сигнал со входа делителя частоты является тактирующим для АЦП, что приводит к тому, что после ДПФ N -элементной выборки вторая составляющая спектра будет соответствовать частоте полезного сигнала, которая и сохраняется в статической памяти в СОЗУ. Таким образом осуществляется естественная узкополосная фильтрация принимаемого сигнала. С целью повышения точности определения временных характеристик принимаемого сигнала ДПФ осуществляется методом скольжения по принимаемой последовательности данных, и с частотой f_{adc} сохраняется в памяти. Возникающее при этом сглаживание фронтов зондирующего и отраженных импульсов компенсируется управляющим микроконтроллером.

Т.к. нам нужно вычислить составляющую всего одной частоты – f_{op} , то выгоднее будет использовать непосредственное вычисление ДПФ для этой составляющей по формуле:

$$A_{F_{op}} = \sum_{i=0}^{N-1} X_i \exp(-j \frac{2\pi i}{N}), \text{ где}$$

X_i – текущие отсчеты на выходе АЦП,

$A_{F_{op}}$ – оценка комплексной амплитуды опорной частоты для текущих N отсчетов.

Такой подход позволит уменьшить количество комплексных умножений с $N \log N$ для БПФ до N для непосредственного вычисления ДПФ. Выбор ПЛИС для реализации алгоритмов ДПФ был сделан из-за ее универсальности – не требуется лишние элементы для построения делителя частоты и интерфейса с СОЗУ.

Значение N является компромиссным с той точки зрения, что низкие его значения приводят к низкой точности оценки амплитуды полезного сигнала, а слишком большие невыгодны из-за необходимости использования слишком дорогой аппаратуры – высокоскоростных АЦП и модулей

ЦОС. Приемлемые значения N - это 8,16,32 и 64. Так, для частоты F_{op} порядка 300 кГц и $N=32 f_{adc}$ не превышает 10МГц, что позволяет осуществлять относительно недорогую оцифровку и последующую обработку в реальном масштабе времени.

Дальнейшая обработка принятого сигнала происходит с помощью управляющего микроконтроллера следующим образом:

Микроконтроллер варьирует параметры частоты генерируемой ГУН и уровень срабатывания порога АЦП до тех пор, пока не получит в течение времени записи в память порядка 20 моментов перехода через границу порога. В дальнейшем по этим моментам времени определяются интервалы времени, которые имеют максимальное количество кратных интервалов между сохраненными моментами перехода – ищутся переотражения сигнала. Если интервал с максимальной величиной кратности по этому параметру превышает ближайший интервал – конкурент на значительную величину, то этот интервал и считается соответствующим уровню. В противном случае осуществляется усреднение за несколько измерений отражений с максимальной амплитудой. В любом случае особенности процесса налива/слива жидкого хлора – низкая скорость изменения уровня (порядка 1-2мм/мин), и высокий уровень неопределенности при наливе вследствие кипения хлора, позволяет осуществлять усреднение по практически любому количеству опытов, что способствует получению достаточно высокой точности определения уровня (до 0.1%).

К моменту проведения конференции предполагается получение результатов работы такой системы как на математической модели отраженного сигнала, так и в реальных условиях во время налива и слива хлора. Кроме того будет определена перспективность такой архитектуры построения уровнемера для менее агрессивных сред – воды, нефтяных продуктов и т.п.



USING OF DSP METHODS DURING ULTRASOUND LEVELMETER DESIGNING

Stoliarow A.

Volgogtas State Technical University
JSC Kaustik, Volgogtad, stan@vistcom.ru

Levelmeter of liquefied chlorine is the actual task at this time in chemical industry. High chemical activity of chlorine is the main reason of low precision of wide classes of levelmeter methods such as capacity and float methods. Ultrasound sonar method of levelmeter is the perspective and low-cost.

Active work about creating such levelmeter with improved characteristics is in the way at JSC Kaustik and Volgograd State Technical University. The basics of this creating is the using of modern elemental sources and innovate mehdods of digital signal processing. Overall structure of measuring part is the following (fig 1)

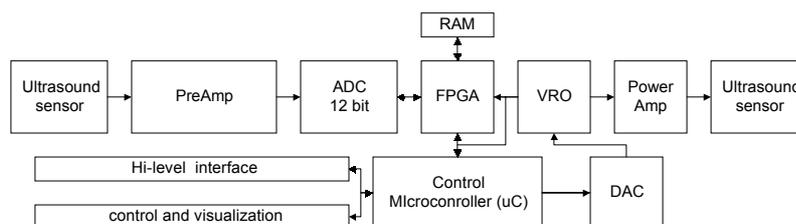


Fig. 1. Structure of DSP system of ultrasound levelmeter.

Used digital filtering instead of multicascade complicated analogue filters in circuits of preamps. The principle of such kind of filtering is following. Voltage-regulating oscillator generate meander with frequency f_{adc} , wich goes to frequency divider with factor $N=2^L$, that are placed in the FPGA. Output of divider is the signal with frequency f_{op} , that is modulated by amplitude by probe impulse. The shape of impulse is generated by control uC. Value of f_{adc} frequency is determinated by control uC and is controlled during work. After DFT of N-elemental samples second spectral element is corresponding with f_{op} and will be placed into RAM. That was filtering of accepted signal. Precision of timing characteristic determinating is improved using slide method of DFT calculation.

Value of N is compromise. Low value brings low precision, high value brings high cost. Adequate values are 8,16,32 and 64. E.q., for $Fop=300kHz$ and $N=32$ resulting $Fadc$ will be about 10 MHz, that give ability to make relatively low-cost digitizing and following processing in real-time.

Following processing of saved in RAM complex values is done by control uC. Peculiarity of technology of pouring in and discharge of liquid chlorine allow to average by multiple values and such achive precision of 0.1%.