

УДК 681.883

ЦИФРОВОЙ ПРИЕМНЫЙ ТРАКТ ЭХОЛЕДОМЕРА

© К.П. Львов, 2009

ОАО «Концерн «Океанприбор», г. Санкт-Петербург

У цей час можлива практична реалізація електронної апаратної частини ехолодоміра. Проектування й виготовлення друкованих плат з ІС аналогових підсилювачів, ІС АЦП, СБІС 1288ХК1Т, БІС контролера 1892ВМ3Т, ІС ЦАП і ІС "обв'язки" доступну цілому ряду підприємств, наприклад, ФДУП НДІ "Субмікрон" (Москва, Зеленоград). Розробка в реальному масштабі часу програмного забезпечення може починатися на налагоджуваних комплектах СБІС 1288ХК1Т, БІС контролера 1892ВМ3Т.

В настоящее время возможна практическая реализация электронной аппаратной части эхоледомера. Проектирование и изготовление печатных плат с ИС аналоговых усилителей, ИС АЦП, СБИС 1288ХК1Т, БИС контроллера 1892ВМ3Т, ИС ЦАП и ИС "обвязки" доступна целому ряду предприятий, например, ФГУП НИИ "Субмикрон" (Москва, Зеленоград). Разработка в реальном масштабе времени программного обеспечения может начинаться на отладочных комплектах СБИС 1288ХК1Т, БИС контроллера 1892ВМ3Т.

At present it is possible the practical realization of electronic hardware of inverted fathometer. Design and manufacture of printed circuit boards with analog amplifiers integrated circuits, IC ADC, VLSIC 1288ХК1Т, LSI controller 1892ВМ3Т, IC DAC and IC "binding" is available for a variety of businesses, for example, Federal State Unitary Enterprise Scientific Research Institute "Submicron" (Moscow, Zelenograd). Development of real-time software can begin on debug packages VLSIC 1288ХК1Т, LSI controller 1892ВМ3Т.

КРОМКИ ЛЬДА, ЧАСТОТА НАКАЧКИ, РАЗНОСТНАЯ ЧАСТОТА, КОД БАРКЕРА, КВАДРАТУРНЫЙ СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР, СБИС 1288ХК1Т, БИС КОНТРОЛЛЕРА 1892ВМ3Т.

Назначение, принцип действия и устройство эхоледомеров приведено в общедоступных источниках [1-3]. Вычисление полной толщины льда H_{Σ} осуществляется в соответствии с выражением

$$H_{\Sigma} = \frac{c_{\Sigma}}{2}(t_{\Sigma} - t_{\Sigma}) \cos \theta \cos \psi, \quad (1)$$

где c_{Σ} - скорость звуковых волн в слое льда;

t_{Σ} , t_{Σ} - время от начала посылки излучаемого сигнала до прихода сигнала от верхней и нижней границ слоя льда;

θ , ψ - соответственно значения углов дифферента и крена.

Осадка льда H_o определяется как

$$H_o = H_a - r, \quad (2)$$

где H_a - глубина погружения акустической антенны,

r - дистанция между акустической антенной и нижней границей слоя льда.

Величина H_a вычисляется по формуле:

$$H_a = (p - p_{атм})k_1k_2 - z, \quad (3)$$

где p - абсолютное гидростатическое давление,

$p_{атм}$ - атмосферное давление над поверхностью льда,

k_1 и k_2 - поправка на среднюю по вертикальному разрезу плотность морской воды и гравитационная поправка соответственно,

z - аппликата акустической антенны относительно уровня, на котором измеряется p .

Вычисление r производится как

$$r = \frac{ct_n}{2} \cos \theta \cos \psi, \quad (4)$$

где c - скорость звуковых волн в воде.

Современные эхолодомеры построены по двухканальной схеме, т.е. имеют в своем составе акустический канал, реализующий зависимость (1) и акустико-гидростатический канал, реализующий зависимости (2-4). В акустико-гидростатическом канале используются тональные излучаемые сигналы и обратимая акустическая антенна. Рекомендуемые частоты – 100 и более кГц, количество каналов может быть более одного. Обработка сигналов от нижней кромки льда в приемном тракте заключается в выделении огибающей, и обнаружение осуществляется по переднему фронту огибающей. Для конкретизации дальнейшего рассмотрения можно принять частоту излучения 150 кГц и количество каналов 2.

Акустический канал имеет в современных моделях, например, МГ-518М, параметрическую излучающую антенну и низкочастотную приемную антенну [5]. На сайте www.cis.minsk.by (e-mail: postmaster@cis.minsk.by) МГ-518М позиционируется как прецизионный эхолодомер. Излучаемые сигналы манипулированы по фазе в соответствии с кодом Баркера при $N=13$. Автокорреляционная функция кода Баркера при $N=13$ неотрицательна, имеет постоянный уровень боковых лепестков, ниже максимума на 22 дБ. В канале приема высокочастотного сигнала на частоте накачки от нижней кромки льда выделяется огибающая. Обработка сигналов на разностной частоте производится квадратурным согласованным фильтром или квадратурным взаимным коррелятором. Задний фронт огибающей высокочастотного сигнала на частоте накачки практически совпадает с максимумом выходного сигнала квадратурного согласованного фильтра для принимаемого сигнала на разностной частоте от нижней кромки льда. Акустический канал имеет три поддиапазона измерения полной толщины льда от 0.25 до 1, 2 и 3 м. В каждом поддиапазоне принимаемые сигналы имеют разные частоты заполнения. Выбор частот осуществляется так, чтобы в конце поддиапазона измерения толщины льда максимум огибающей на выходе квадратурного согласованного фильтра для принимаемого сигнала от верхней кромки льда более чем на 6 дБ превышал уровень боковых лепестков принимаемого сигнала от нижней кромки. При выборе частот предлагается использовать следующие частотные зависимости коэффициента поглощения от частоты $\beta = 7\sqrt{f}$ [1], там же приводится нижнее значение частоты в 1 кГц; а в [4] приведена зависимость $\beta \cong f$, где β в дБ/м, f в кГц, для измерения полной толщины льда частота должна быть менее 10 кГц. Использование указанных зависимостей дает разный результат. Для конкретизации дальнейшего рассмотрения можно

принять частоты принимаемых сигналов 1.5, 3 и 5 кГц. Для виртуального построения цифрового приемника принятые значения не имеют существенного значения.

Принятые в работе значения близки к возможным, реально используемым и дальнейшее изложение будет использовать значения 150 кГц для двух акустико-гидростатических каналов; 1.5, 3 и 5 кГц для трех поддиапазонов акустического канала и 150 кГц в канале приема высокочастотного сигнала на частоте накачки. Уточнение частотных зависимостей коэффициента поглощения и частот излучаемых сигналов выходит за рамки данной работы.

Рассмотрим построение приемных трактов эхоледомера на основе СБИС 1288ХК1Т.

Малощумящие предварительные усилители (в рассматриваемом случае 4 усилителя), размещаются непосредственно около антенн на отдельных печатных платах. Предварительный усилитель может быть выполнен на микросхеме аналоговых усилителей с АРУ, например, AD600 (регулируемое усиление 0...40 дБ, размер корпуса микросхемы 20.32X7.11 мм). Основной усилитель также может быть выполнен на микросхемах AD600 с АРУ. Каскадное соединение усилителей с соответствующими фильтрами обеспечит регулируемое усиление от 0 до 80 дБ. Аналоговые фильтры служат для предварительной (основная - в СБИС 1288ХК1Т) частотной селекции принимаемых сигналов. В зависимости от внутреннего сопротивления антенн могут потребоваться согласующие цепи, выполненные, например, на комплиментарной паре транзисторов. Фильтры принимаемых сигналов на разностной частоте должны иметь полосу пропускания, обеспечивающую равномерное усиление в трех поддиапазонах измерения полной толщины льда.

Выходные сигналы основных усилителей поступают на АЦП, например, AD7660, AD7865, AD9244. Приемлемой будет частота дискретизации $f_s=500$ кГц для принимаемых сигналов на частоте 150 кГц и $f_s=20$ кГц для сигнала на разностной частоте. Выходные коды АЦП поступают на 16 разрядные цифровые шины данных IDAT1...IDAT4 СБИС 1288ХК1Т, имеющей цифровые квадратурные гетеродины (дискретность настройки частоты 0.00025 Гц и фаз гетеродинов 0.00005⁰ при частоте дискретизации $f_s=1$ МГц, спектральная частота не хуже 100 дБ) и ФНЧ.

Три цифровых гетеродина имеют постоянную частоту 150 кГц. Результирующая АЧХ ФНЧ может иметь полосу пропускания (400-500) Гц. Четвертый гетеродин СБИС имеет частоту в зависимости от поддиапазона измерения полной толщины льда. Принятые частоты указаны выше. Результирующая полоса пропускания ФНЧ зависит от поддиапазона измерения. Например, если длительность элементарного импульсного сигнала равна $\tau_0=0,2$ мс, тогда полоса может быть не шире 1000 Гц с учетом сквозных АЧХ приемопередающей аппаратуры эхоледомера. Прореживание данных возможно на выходах каждого из четырех КИХ-фильтров. Общий коэффициент прореживания может быть 1-16384. В рассматриваемом случае прореживание целесообразно проводить только для комплексных огибающих принимаемых сигналов на частоте 150 кГц. Можно принять общий коэффициент равным 16. Разбивку прореживания по КИХ-фильтрам можно произвести в процессе проектирования с помощью программы «MFStudio».

Практическая реализация переключения частот гетеродина и, может быть, параметров ФНЧ в зависимости от поддиапазона измерений – перезагрузка контроллером конфигурационных файлов СБИС цифрового приемника из библиотечного набора.

Конфигурационные файлы содержат состояния управляющих и статусных регистров СБИС, в том числе регистров установки параметров СИС и КИХ-фильтров, гетеродинов [6, 7].

Выходные данные СБИС (дискретное представление комплексных огибающих принимаемых сигналов) поступают в FIFO, откуда в зависимости от выбранного варианта соединения, поступают на вторичную обработку в контроллер.

Определение временного положения сигналов на частоте 150 кГц производится сравнением модулей комплексных огибающих с заданным порогом (порогами). Комплексная огибающая сигнала на разностной частоте подвергается взаимнокорреляционной обработке. Обработка строится на использовании известной связи комплексной огибающей сигнала $V(t)$ на выходе линейной системы с комплексной огибающей $H(t)$ импульсной характеристики через комплексную огибающую $U(t)$ входного сигнала

$$V(t) = \frac{1}{2} \int_0^T H(\tau) U(t - \tau) d\tau, \quad (5)$$

где T - длительность отклика линейной системы. В случае сигнала, манипулированного по фазе в соответствии с кодом Баркера при $N=13$, можно записать

$$H(t) = \sum_{i=1}^{13} d_i \{1[t - (i-1)\tau_0] - 1(t - i\tau_0)\},$$

где d_i - код Баркера, т.е. функция $H(t)$ вещественна. Подвергнув формулу (5) дискретизации получают следующий алгоритм вычисления дискретных значений комплексной огибающей взаимнокорреляционной функции

$$V(k\Delta t) = \frac{\Delta t}{2} \sum_{i=1}^M H(i\Delta t) U[(i+k)\Delta t], \quad (6)$$

где $k, i - 0, 1, 2, \dots$; $\Delta t = 1/f_s$; $M = T/\Delta t$.

Значение M может быть, например, при $\tau_0=0.2$ мс и $f_s=20$ кГц равно 52. При таком M вычисление одного значения (6) требует 104 операций умножения на ± 1 (значения $H(i\Delta t)$) и сложения.

Реализация (6) - наиболее затратная по времени вычислительная процедура. В документе «Микросхема интегральная 1892ВМ3Т. Руководство пользователя» (объем около 300 стр.) [6,7] приведены примеры программирования КИХ фильтров и вычисления автокорреляционной функции. Из рассмотрения примеров и данных по быстродействию центрального процессора и цифрового сигнального процессора можно сделать следующее заключение: если реализация (6) осуществляется на цифровом сигнальном процессоре, то получение одного значения потребует примерно $104/(300 \cdot 10^6) \approx 0.35$ мкс, т.к. вычисления производятся с плавающей запятой и за один такт выполняется одно умножение, сложение и две пересылки. Если в качестве контроллера использовать более производительную микросхему 1892ВМ2Я (МС-24), получение одного значения потребует примерно

$104/(480 \cdot 10^6) \approx 0.22$ мкс. При частоті дискретизації $f_s = 20$ кГц темп поступлення даних 50 мкс, т.е. обробка здійснюється в реальному масштабі часу.

На рис. 1 умовно зображені згасаючі сигнали на частоті накачки $U_1(t)$ і згасаючі взаємнокореляційної обробки сигналу на різницевій частоті від нижньої і верхньої кромки льда $U_2(t)$. Різниця $t_f - t_1$ рівна тривалості випромінюваного сигналу параметричної антени.

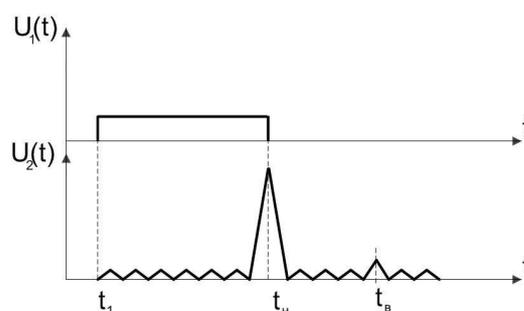


Рис. 1

По часовій відмітці t_1 , часовим відміткам двох акустико-гідростатических каналів, отриманим порівнянням з заданими порогоми, і глибин поглиблення акустических антен H_a по величині тиску p від гідростата – датчика абсолютного гідростатического тиску, приблизно визначається товщина льда H_o в точках, знаходячись над акустическими антеннами, згідно (2-4). В вираженні (4) використовується t_1 замість t_n .

Якщо спостерігається різке збільшення рівня приймаемого сигналу, то має місце зворотне відбиття звукових хвиль від межі розділу вода-повітря при нормальному падінні звуку [4], т.е. виробляється ознака відсутності льда. В [4,5] використовується наступне відоме властивість фаз хвиль відбитих від меж розділу для виробки ознаки відсутності льда: з теорії поширення звукових хвиль відомо, що на межі розділу вода-повітря і лід-повітря хвиля відбивається з поворотом фази на 180° , а на межах вода-лід хвиля відбивається без зміни фази. По результатам моделювання і обробки реальних приймаемых сигналів в [4] пропонується аналізувати знак косинусної компоненти функції взаємної кореляції (6) в точці максимуму t_n . Позитивне значення відповідає наявності льда, і пошук максимуму в околицях t_e здійснюється з урахуванням від'ємного знака косинусної компоненти функції взаємної кореляції. При від'ємному значенні косинусної компоненти в точці максимуму t_n виробляється ознака відсутності льда.

Як ілюстрації на рис. 2 і 3 наведені результати моделювання взаємнокореляційної обробки сигналів, маніпульованих по фазі згідно з кодом Баркера при $N=13$. Моделювання виконано в середі Matlab. Тривалість елементарного імпульсного сигналу рівна $\tau_0 = 0.2$ мс, частота дискретизації $f_s = 20$ кГц, т.е. $M=52$ в вираженні (6).

На рис. 2 представлена огибающая взаимокорреляционной обработки входного сигнала, имеющего три характерных участка (моделирование одного из выходных потоков СБИС 1288ХК1Т):

1. \cos и \sin компоненты идеального фазоманипулированного сигнала со случайной начальной фазой длиной $M=52$.
2. Участок отсутствия входного сигнала длиной в 60 отсчетов.
3. Аддитивная смесь первого участка и шума. Амплитуда полезного сигнала равна 1. Шум – постоянная составляющая равна 0, среднеквадратичное значение равно 0.7 в полосе дискретизации (ФНЧ не моделировался).

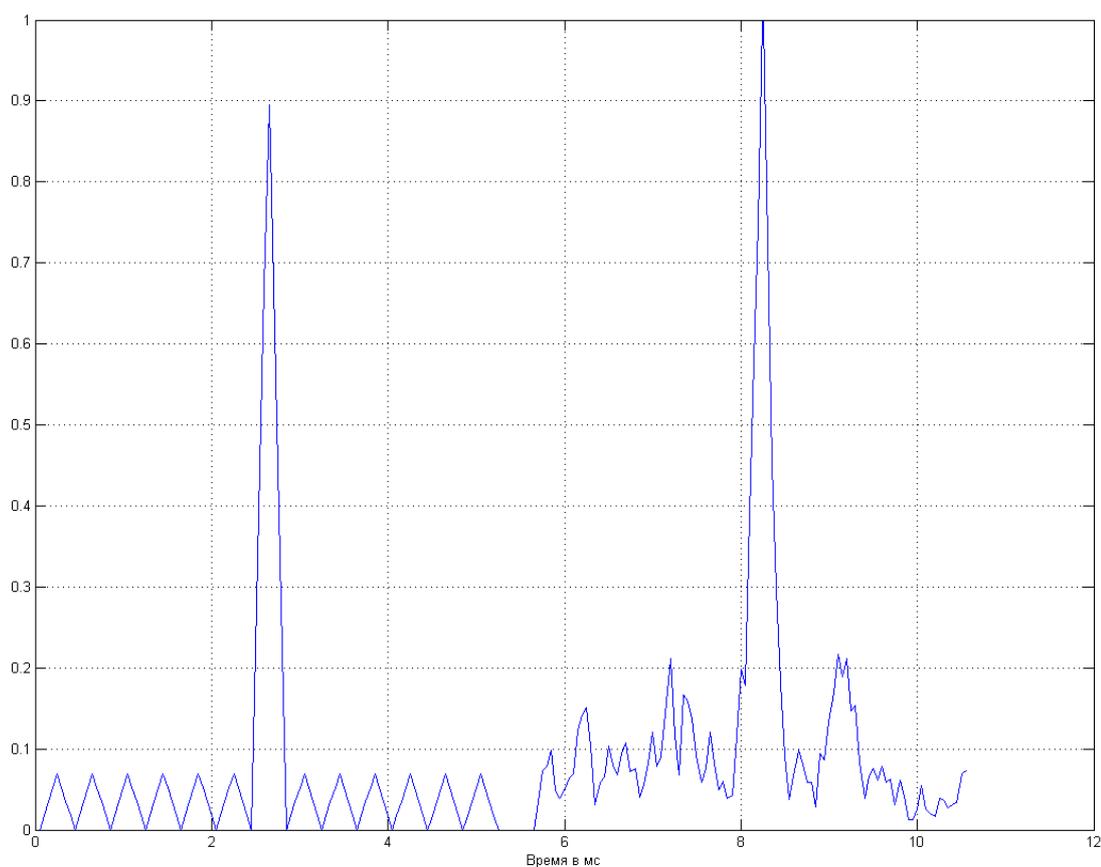


Рис. 2.

Как известно, например, амплитудный спектр фазоманипулированных сигналов простирается за частоту $1/\tau_0$. С учетом сквозных АЧХ приемо-передающей аппаратуры эхоледомера, реальный входной сигнал имеет сглаженный вид в точках скачков фаз. На рис. 3 представлены огибающие автокорреляционных функций идеального и сглаженного сигналов.

На рис.3 значками нанесены отсчеты огибающих автокорреляционных функций. Для сглаженного сигнала отношение максимума к уровню боковых лепестков около 20 дБ, а уровень боковых лепестков практически не изменился, что обеспечивает разрешение по толщине льда менее 1 м.

Ведение временной диаграммы излучение/прием эхоледомера поддерживается наличием в контроллере интервального, сторожевого таймеров и таймера реального времени.

Сигналы управления для генераторов излучаемых сигналов передаются через последовательный порт контроллера. Регулировка усиления предварительного и основного усилителей может обеспечиваться, например, использованием ИС AD7244, содержащей два ЦАП. В этом случае на входы ИС AD7244 поступает соответствующий код из порта SPORT контроллера.

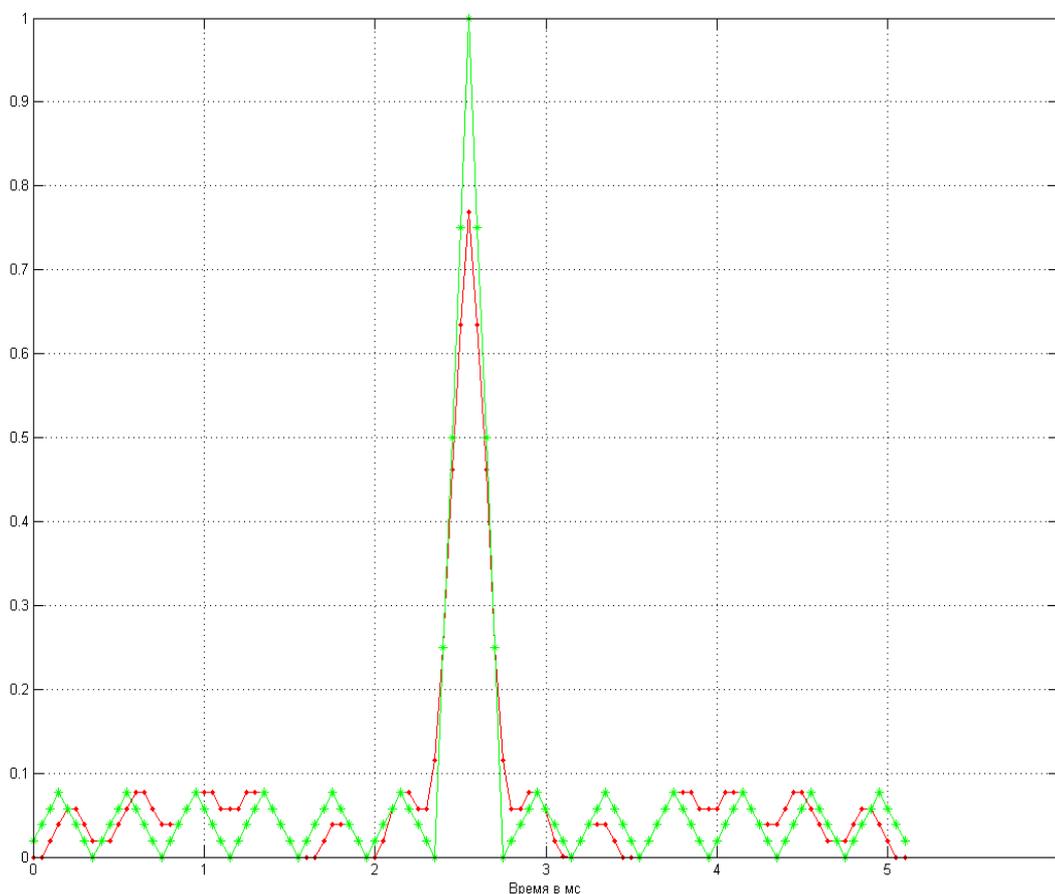


Рис. 3.

Связь с навигационным комплексом, откуда могут поступать значения скорости звука в слое льда c_l и в воде c , значения углов дифферента и крена θ, ψ (значения углов не превышают 10^0) и абсолютного давления p от гидростата может быть осуществлена по интерфейсу RS-232/422/485, используя универсальный асинхронный порт UART контроллера. В случае автономной (технологической) эксплуатации эхоледомера возможна связь по интерфейсу RS-232/422/485 с пультом управления. Подключение регистратора возможно к линковому порту LPORT или последовательному порту SPORT.

Размещение ИС основного усилителя, СБИС, контроллера и ИС АЦП и ЦАП возможно на двух платах размером примерно 100X100 мм. Помимо указанных ИС, необходимы ИС внешней памяти, подключаемая к порту MPORT контроллера и ИС ППЗУ (Flash Memory). Электропитание осуществляется от модуля ВИП.

Автор ищет спонсора разработки демонстрационного макета доплеровского лага (профилометра). В состав макета входит отладочная плата СБИС 1288ХК1Т, соединенная по

интерфейсу USB с ПЭВМ. На входы отладочной платы СБИС подаются простые, тональные, без шума сигналы, например, от двух генераторов ГЗ-110. ПЭВМ загружает конфигурационный файл в СБИС, который запрограммирует автор, используя системное программное обеспечение, поставляемое ГУП НПЦ «Элвис», и макет доплеровского лага (профилометра) задышит. Вращаем ручки ГЗ-110 (имитируем движение судна или движение водных масс) и наблюдаем за значениями скорости. Автор готов представить подробный проспект макета доплеровского лага (профилометра).

Литература

1. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника. СПб.: Наука, 2004.
2. Богородский А.В. О погрешностях определения толщины морского льда гидроакустическим эхоледомером подводной лодки//Науч.- техн. сб. «Гидроакустика»/ОАО «Концерн «Океанприбор». 2007, вып. 7. - С. 61-66.
3. Богородский А.В. К вопросу о погрешностях определения осадки морского льда с помощью акустогидростатического эхоледомера//Морская радиоэлектроника. 2005, вып. 4. - С. 52-56.
4. Андреевский Г.Н. Использование фазы эхо-сигналов при измерении толщины льда методом проникающей гидролокации//Труды IX Всероссийской конф. «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики». СПб.: Наука, 2008. - С. 127-129.
5. Патент РФ «Параметрический эхоледомер», Кл. G01S 7/52, №2019855. Заявл. 14.03.91.
6. Мультифлекс» - первая отечественная серия аналого-цифровых «систем на кристалле» на базе SDR – технологии. Инженерная электроника (CHIP NEWS), 2005, 4(97), с. 22-27, 5(97). - С. 29-32.
7. ГУП НПЦ «Элвис». Каталог 2008, см. также сайт www.multicore.ru