

УДК 681.883

© И. И. Маркович, 2014

Научно-конструкторское бюро цифровой обработки сигналов Южного федерального университета,
Таганрог
dsp@tgn.sfedu.ru

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ВО МНОГОЛУЧЕВЫХ ЭХОЛОТАХ И ЛОКАТОРАХ ПРЕПЯТСТВИЙ

Рассматриваются методы и алгоритмы цифровой пространственно-временной обработки сигналов в многоканальных гидроакустических системах, предназначенных для мониторинга подводной обстановки в гидроакустических комплексах различного назначения. Приводятся примеры структурных схем алгоритмов обработки сигналов в многолучевых эхолотах и гидролокаторах препятствий, результаты моделирования и натурных испытаний разработанных систем и устройств, подтверждающие эффективность их использования для решения поставленных задач.

Ключевые слова: цифровая пространственно-временная обработка сигналов, многолучевой эхолот, вперёдсмотрящий гидролокатор.

В настоящее время цифровая обработка сигналов (ЦОС) имеет широкое применение в гидроакустических системах и комплексах различного назначения [1—4].

В перспективных системах и комплексах ЦОС вычислительная часть реализуется на современной элементной базе — цифровых процессорах (универсальных или сигнальных) и программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), позволяющих перепрограммировать свою вычислительную среду под решение любой новой задачи и получать высокую требуемую производительность.

Методы и алгоритмы ЦОС формируются из требований решения конкретных задач в различных областях науки и техники, определяют алгоритмическое и программное обеспечения проектируемых систем, существенно влияют на принципы построения и аппаратную реализацию систем ЦОС различного назначения.

Целью работы является разработка и описание перспективных методов и алгоритмов пространственно-временной ЦОС, предназначенных для практического использования специалистами и разработчиками при проектировании современных многоканальных гидроакустических систем и комплексов, а также подтверждение реализуемости приведенных алгоритмов в разработанных и изготовленных устройствах, решающих важные и актуальные задачи.

Возможным применением методов и алгоритмов ЦОС в гидролокации является использование их в многолучевых эхолотах (МЛЭ), являющихся эффективным гидроакустическим средством мониторинга подводной обстановки. Относительно других гидроакустических средств указанного назначения МЛЭ обладают рядом преимуществ:

- принципиальная независимость метода пространственно-временной обработки сигналов при картографировании донной поверхности от его рельефа;
- возможность построения трехмерных изображений рельефа дна, изобат;
- пространственная селекция в вертикальной траверзной плоскости, увеличивающая соотношение сигнал/шум, а значит и точность измерений;

— возможность выполнения высокопроизводительных исследований в широком секторе без «мертвой зоны» под носителем и без применения дополнительных гидроакустических устройств;

— многофункциональность МЛЭ — возможность работы в режимах гидролокатора бокового обзора (ГБО) и промерного (навигационного) эхолота.

Применение в современных эхолотах перспективных методов и алгоритмов ЦОС, а также быстродействующих сигнальных процессоров и ПЛИС дает возможность цифровыми способами формировать характеристики направленности (ХН) излучающей и приемной антенн, реализовывать сложные алгоритмы оптимальной обработки эхосигналов, перепрограммировать основные режимы и параметры МЛЭ, создавать банки зондирующих сигналов и т. д.

Управление положением главного лепестка ХН для пространственной фильтрации сигналов типа плоских волн, приходящих с заданного направления, в гидролокации называют процедурой формирования характеристик направленности. Известно, что для обнаружения с помощью эквидистантной линейной антенной решетки (АР) плоской акустической волны, приходящей с заданного направления, на фоне белого изотропного шума необходимо скомпенсировать разность моментов прихода волнового фронта на каждый элемент решетки, а затем задержанные во времени сигналы сложить.

Дискретный сигнал $y(nT)$ на выходе формирователя ХН, решающего задачу обнаружения плоской акустической сигнальной волны, можно описать следующим образом [1]:

$$y(nT) = \frac{1}{N_E} \sum_{i=0}^{N_E-1} x_i \left[nT - i \frac{\Delta_X}{c} \sin \theta \right],$$

где $x_i(nT)$ — дискретный сигнал на выходе i -го элемента АР; $F_\partial = 1/T$ — частота дискретизации; θ — направление прихода плоской акустической волны, отсчитанное от нормали к плоскости АР; N_E — число элементов АР; Δ_X — расстояние между элементами АР (период решетки); c — скорость распространения волны в воде.

На практике для сохранения однозначности по пространственным частотам Δ_X выбирается исходя из требуемого диапазона углов компенсации и уровня боковых лепестков и, как правило, принимается равным

$$\Delta_X = \frac{\lambda_m}{2},$$

где λ_m — минимальная длина волны в полосе пропускания системы.

Алгоритм, работа которого описывается непосредственно приведенным выше уравнением, является наиболее простым из реализуемых во временной области. Его часто называют также устройством с «задержкой и суммированием». Однако при большом количестве акустических преобразователей и синтезируемых лучей такие алгоритмы формирования ХН в заданной области требуют большие аппаратные затраты.

В этом случае целесообразно формировать ХН в частотной области на основе использования алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) для пространственной обработки принятых АР сигналов. Сущность таких методов заключается в замене необходимого временного сдвига сигналов элементарных входных каналов эквивалентным изменением их фазовых спектров в частотной области.

Схема одного из возможных алгоритмов формирования ХН в частотной области приведена на рис. 1 [2].

При реализации этого способа на вход блока, выполняющего БПФ, от каждого из N_E акустических преобразователей последовательно подаются временные последовательности сигналов размером N_S .

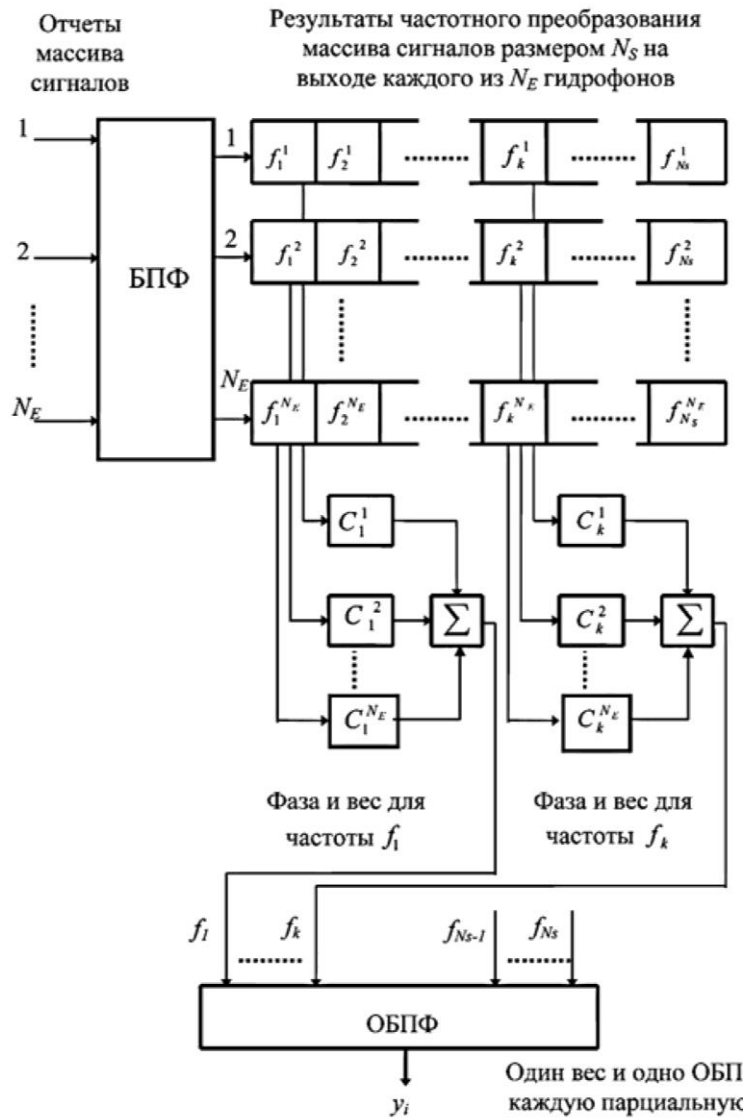


Рис. 1. Схема алгоритма формирования ХН в частотной области.

Далее производится преобразование временных реализаций сигналов в частотную область и их суммирование на каждой частоте с соответствующими фазовыми сдвигами и весовыми коэффициентами. Так формируется спектр сигнала в каждом направлении. Дальнейшую обработку принятого сигнала можно проводить в частотной области. Если необходимо получить сигнал во временной области, то дополнительно выполняется обратное БПФ (ОБПФ). При этом для формирования каждого луча ХН необходимо использовать свои фазовые сдвиги и весовые коэффициенты, а также выполнять ОБПФ в каждом пространственном канале.

Можно показать [1], что при использовании узкополосных сигналов выражение для спектра сигнала m -го луча ХН на (нормированной по частоте дискретизации F_d) частоте $f_k = k/N_S$, где k — номер спектрального коэффициента дискретного преобразования Фурье (ДПФ) входной временной последовательности i -го элемента АР, определяется соотношением:

$$Y_m(k) = \sum_{i=0}^{N_E-1} w_i X_i(k) e^{-j \frac{2\pi}{N_E} i m}.$$

Данное выражение представляет собой ДПФ по аргументу i частотной последовательности $X_i(k)$, которая определяется, в свою очередь, как ДПФ по времени n входного сигнала:

$$X_i(k) = \sum_{n=0}^{N_S-1} x_i(nT) e^{-j \frac{2\pi}{N_S} kn},$$

где w_i — весовые коэффициенты для каждого i -го элементарного канала; $n, k = 0, 1, \dots, N_S - 1$; $i, m = 0, 1, \dots, N_E - 1$.

В последних соотношениях ДПФ сигналов может быть эффективно вычислено с помощью процедуры БПФ, что существенно уменьшит требуемое для расчета количество операций и упростит аппаратную реализацию формирователя ХН.

Одной из актуальных задач, стоящей сегодня перед морским флотом России, является задача повышения эффективности проведения поисково-спасательных работ на море в связи с участвовавшими в последнее время аварийными ситуациями и нарастанием угрозы проведения террористических актов. Основными критериями эффективности этих работ являются время прибытия в предполагаемый регион поиска и производительность поиска. Поэтому использование авиационных носителей, в первую очередь самолетов-амфибий, можно считать наиболее перспективным способом доставки к месту проведения работ гидроакустических средств обнаружения, обеспечивающих высокопроизводительный поиск терпящих бедствие объектов.

Эффективность проведения поисково-спасательных работ можно существенно повысить, используя МЛЭ, которые обладают высокой точностью оценки параметров в расширенной полосе обзора, а значит и более высокой производительностью выполнения поисковых работ. Это служит решающим фактором при выборе гидроакустических средств авиационного базирования, несмотря на его относительную сложность из-за повышенных требований к антенной системе и системе обработки эхосигналов.

В настоящее время в России и за рубежом отсутствуют проекты по размещению многоканальных гидроакустических систем для проведения поисково-спасательных работ на самолетах-амфибиях. В связи с этим работы, проводимые по данной тематике, являются актуальными. В Научно-конструкторском бюро (НКБ) цифровой обработки сигналов Южного федерального университета имеется достаточно большой опыт в разработке и создании гидроакустических систем различного назначения. [3—6].

На рис. 2 представлен пример структурной схемы алгоритма пространственно-временной обработки сигналов в МЛЭ, в котором формирование ХН в частотной области и оптимальная обработка сигналов осуществляются с использованием процедур БПФ [3, 6].

При исследовании приведенного алгоритма в качестве исходных данных были приняты следующие характеристики и параметры МЛЭ: несущая частота f_0 — 120—160 кГц; максимальная полоса частот зондирующего сигнала Δf_c — 20 кГц; длительность зондирующих сигналов (простых и ЛЧМ) T_c — 0.1—20 мс; количество элементарных каналов N_E — 48; сектор обзора — $\pm 60^\circ$; ширина ХН сформированного луча в вертикальной плоскости в поперечном направлении (без весовой обработки) — 2.4 — 4.6° .

Известна целесообразность перехода к обработке сигналов, представленных в виде квадратурных составляющих, заключающаяся в возможности уменьшения частоты дискретизации сигнала и соответствующем снижении требований к быстродействию процессоров ЦОС. Существует несколько методов цифрового формирования квадратурных составляющих (ЦФКС), в которых используется стробоскопический эффект при дискретизации сигналов. Все они основаны на том, что для полосовых сигналов частоту дискретизации можно выбирать не по верхней граничной частоте, а по ширине полосы исследуемых частот Δf_c . В работах [3, 7] показана эффективность использования стробо-

скопического эффекта при дискретизации полосовых сигналов и предложена методика расчета основных параметров устройств дискретизации. В радио- и гидролокации при ЦФКС наибольшее распространение получил симметричный разнос граничных частот, при котором в результате дискретизации центральная частота спектра сигнала попадает точно на частоту $F_0/4$ или на $3F_0/4$. При симметричных относительно центральной частоты спектров исходного сигнала (например, для радиоимпульсов с ЛЧМ) и помехи расположение спектров после дискретизации будет наилучшим по критерию минимального наложения спектров.

В рассматриваемом МЛЭ ЦФКС эхосигналов осуществляется во временной области с помощью АЦП, комплексного умножителя на ± 1 или $\pm j$, двух цифровых фильтров низких частот (ЦФНЧ) с действительными коэффициентами и децимации отсчетов КО дискретного сигнала до частоты F_{01} , близкой к ширине спектра зондирующего сигнала.

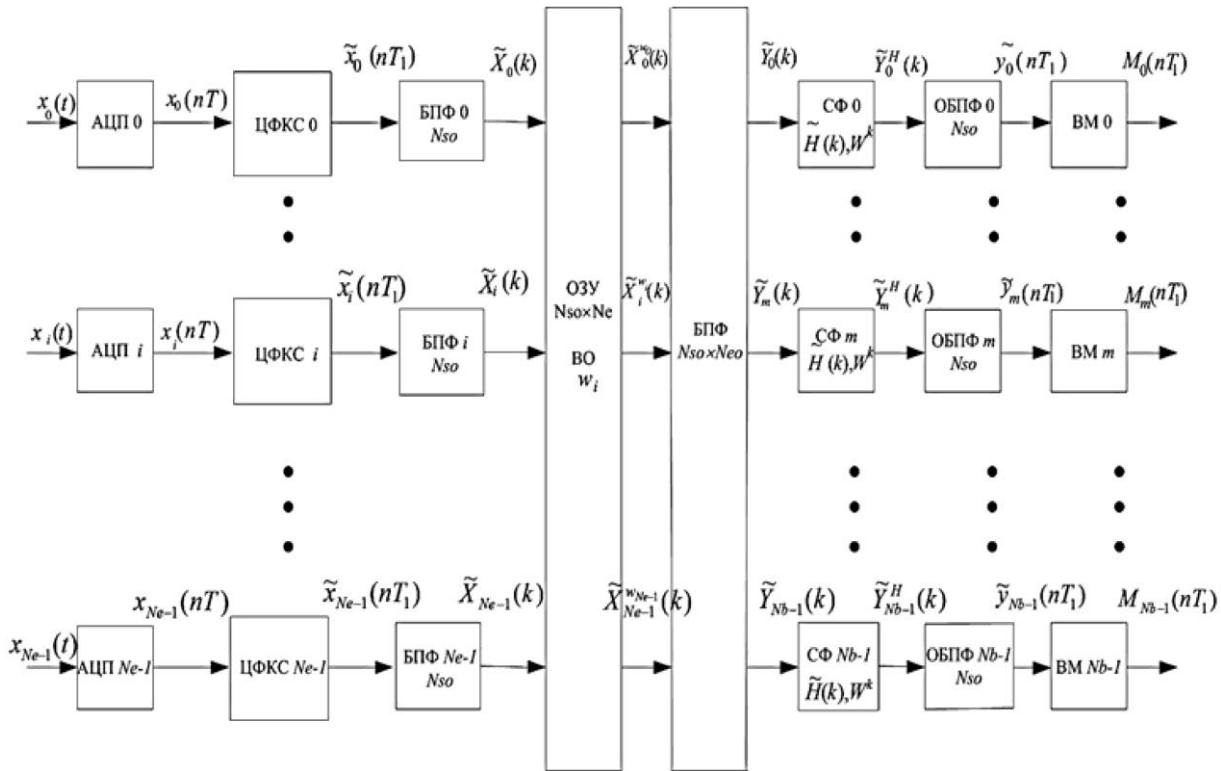


Рис. 2. Структурная схема алгоритма цифровой пространственно-временной обработки сигналов в МЛЭ.

АЦП — аналого-цифровое преобразование сигналов; $x_i(nT)$ — временная последовательность отсчетов i -го элементарного канала; $\tilde{x}_i(nT_1)$ — временная последовательность отсчетов комплексной огибающей (КО) сигнала в i -м канале; $\tilde{X}_i(k)$ — последовательность отсчетов спектра КО сигнала в i -м канале; ОЗУ — оперативное запоминающее устройство; ВО — весовая обработка в пространственной области; $\tilde{X}_i^w(k)$ — последовательность отсчетов спектра КО после весовой пространственной обработки; $\tilde{Y}_m(k)$ — спектр сигнала в m -ом пространственном канале; СФ — согласованная фильтрация сигналов, реализованная в частотной области; $\tilde{H}(k)$ — комплексный коэффициент передачи СФ; W^k — весовая функция для ВО сигналов частотной области; $\tilde{Y}_m^H(k)$ — последовательность спектральных отсчетов отклика СФ; $\tilde{y}_m(nT_1)$ — последовательность отсчетов выходного сигнала СФ; ВМ — вычисление модуля сигнала; $M_m(nT_1)$ — последовательность отсчетов модуля выходного сигнала m -го пространственного канала.

Далее для каждого массива $\tilde{x}_i(nT_1)$, содержащего временные отсчеты КО одного элементарного канала, после дополнения его нулями до N_{S0} отсчетов выполняется процедура БПФ, которая может быть описана следующим выражением:

$$\tilde{X}_i(k) = \sum_{n=0}^{N_{S0}} \tilde{x}_i(nT_1) e^{-j \frac{2\pi}{N_{S0}} nk}.$$

Результаты вычислений спектральных коэффициентов в элементарных каналах записываются в ОЗУ размером $N_{S0} * N_{E0}$, где выполняется транспонирование данных.

На следующем этапе обработки над одноименными спектральными отсчетами сигналов элементарных каналов с целью уменьшения уровня боковых лепестков в ХН производится ВО, которая может быть совмещена с дополнительной коррекцией по усилению частотных характеристик элементарных каналов.

Выполнение этой процедуры может быть описано следующей формулой:

$$X_i^{w_i}(k) = w_i X_i(k).$$

Весовые коэффициенты w_i при применении окна Хемминга в качестве весовой функции вычисляются как

$$w_i = 0.54 + 0.46 \cos \left[2\pi \left(\frac{i}{N_E} - 0.5 \right) \right].$$

Далее массивы, содержащие одноименные спектральные отсчеты сигналов элементарных каналов, дополняются нулями до N_{E0} и выполняется процедура БПФ для каждого сформированного массива. БПФ по пространству может быть описано следующим выражением:

$$\tilde{Y}_m(k) = \sum_{i=0}^{N_{E0}-1} \tilde{X}_i^{w_i}(k) e^{-j \frac{2\pi}{N_{S0}} im}.$$

В результате получаем спектры сигналов в N_{E0} пространственных каналах, из которых для дальнейшей работы выбираются спектры сигналов лишь тех каналов, которые попадают в заданный сектор обзора.

Следующей выполняется операция СФ в частотной области одновременно с операцией взвешивания, необходимой для уменьшения уровня боковых лепестков отклика фильтра. Каждый спектральный отсчет $\tilde{Y}_m(k)$ умножается на заранее вычисленный коэффициент передачи согласованного фильтра $\tilde{H}(k)$ и весовую функцию W^k :

$$\tilde{Y}_m^H(k) = \tilde{Y}_m(k) \tilde{H}(k) W^k; \quad W^k = 0.54 + 0.46 \cos \left(\frac{2\pi k}{N_{\Delta fc}} \right),$$

где $N_{\Delta fc}$ — число спектральных коэффициентов в спектре сигнала; k — порядковый номер спектрального отсчета ($-N_{\Delta fc}/2 \leq k \leq N_{\Delta fc}/2$).

Для перехода во временную область над полученным массивом $\tilde{Y}_m^H(k)$ выполняется ОБПФ, результат которого представляет собой отсчеты КО выходного сигнала $\tilde{y}_m(nT_1)$. Вычисления выполняются по формуле:

$$\tilde{y}_m(nT_1) = \frac{1}{N_{S0}} \sum_{k=0}^{N_{S0}-1} \tilde{Y}_m^H(k) e^{j \frac{2\pi}{N_{S0}} kn}.$$

Заключительным этапом формирования ХН является вычисление модуля КО выходного сигнала в m -м пространственном канале:

$$M_m(nT_1) = |\tilde{y}_m(nT_1)|.$$

С использованием указанного алгоритма в НКБ цифровой обработки сигналов был разработан МЛЭ. На рис. 3 приведен внешний вид созданного МЛЭ и его основных частей.

НКБ цифровой обработки сигналов в своих разработках ориентируется на ПЛИС фирмы Altera, обладающих высокой функциональностью, низким энергопотреблением и стоимостью. При реализации вычислений в ПЛИС использовалось целочисленное представление данных с фиксированной точкой и разрядностью 18 бит.

В МЛЭ в качестве АЦП выбрана микросхема AD7484BSTZ фирмы Analog Devices с максимальной частотой дискретизации до 3 МГц и разрядностью 14 бит. ЦФКС в 48 каналах реализовано на пяти ПЛИС фирмы Altera Cyclone II, представляющих собой второе поколение семейства FPGA: одна ПЛИС EP2C20F484I8N и четыре ПЛИС EP2C8Q208I8N. Использовано 48 умножителей 18×18 , 8508 логических ячеек и 366 454 бит встроенной памяти. Остальная ЦОС была реализована на промышленном компьютере.

Габаритные размеры составных частей МЛЭ: прибор предварительного усиления и цифровой обработки сигналов — $427 \times 217 \times 356$ мм; прибор формирования зондирующих сигналов — $427 \times 217 \times 356$ мм; гидроакустические антенны (излучающая и приемная) — $880 \times 480 \times 150$ мм. Масса МЛЭ не более 100 кг.

Эффективные алгоритмы обработки, применение современной элементной базы и соответствующее конструктивное исполнение позволили минимизировать массогабаритные характеристики и сделали доступным размещение МЛЭ на авиационных носителях.

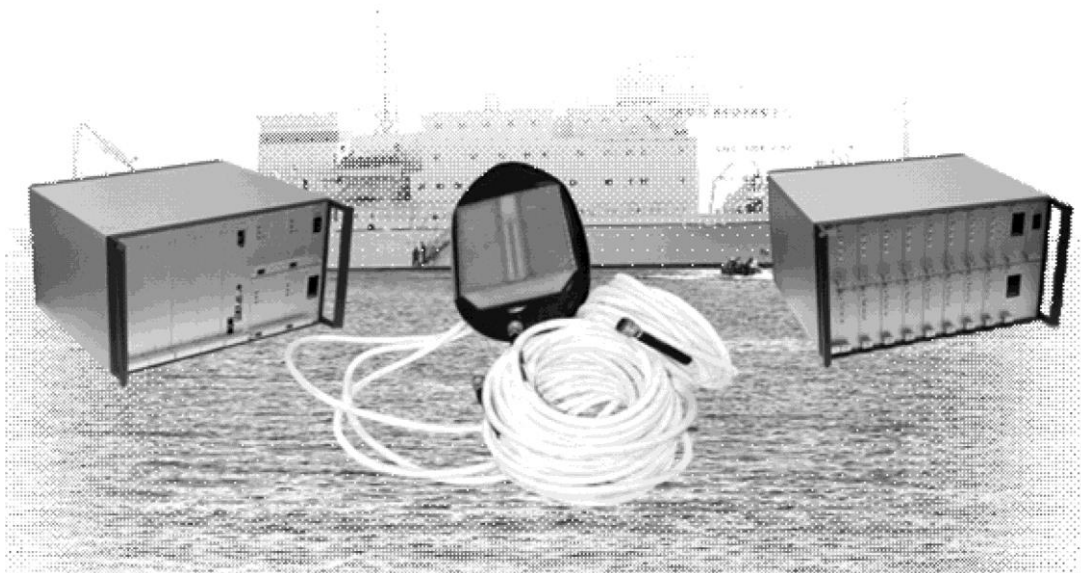


Рис. 3. МЛЭ и его составные части: прибор предварительного усиления и цифровой обработки сигналов, гидроакустические антенны (излучающая и приемная) и прибор формирования зондирующих сигналов.

Для качественной оценки эффективности использования разработанной аппаратуры при картографировании морского дна и поиске затонувших кораблей были проведены натурные испытания, выполнен съем участков дна с плавно и резко изменяющимися глубинами. Произведен поиск судна «Адмирал Нахимов», затонувшего в ночь с 31 августа на 01 сентября 1986 г. Испытания проводились в Цемесской бухте Черного моря на малом гидрографическом катере. Результаты представлены на рис. 4, 5.

На рисунках приведены примеры гидролокационных изображений затонувшего объекта в районе проведения натурных испытаний, полученных с применением разработанных алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов в эхолоте, работающем в режиме МЛЭ (объемное изображение) и в режиме ГБО (двумерное изображение) соответственно [4, 5, 8].

Результаты проведенных лабораторных и натурных испытаний разработанного эхолота подтвердили правильность его функционирования и эффективность использования в современных комплексах мониторинга подводной обстановки.

Особое внимание уделялось формированию гидроакустических изображений и последующей их обработке цифровыми методами. На рис. 6 представлена иллюстрация одного из примеров обработки методом кусочно-степенного преобразования гидроакустических изображений, полученных в ходе натурных испытаний МЛЭ.

Сущность кусочно-степенного преобразования заключается в объединении методов гамма-коррекции (преобразование яркостей исходного изображения в яркости результирующего изображения по степенному закону) и кусочно-линейного преобразования (диапазон яркостей исходного изображения разбивается на смежные области, для каждой из которых выполняется линейное контрастирование). При кусочно-степенном преобразовании диапазон яркостей исходного изображения разбивается на смежные области, для каждой из которых выполняется гамма-коррекция со своим показателем степени.

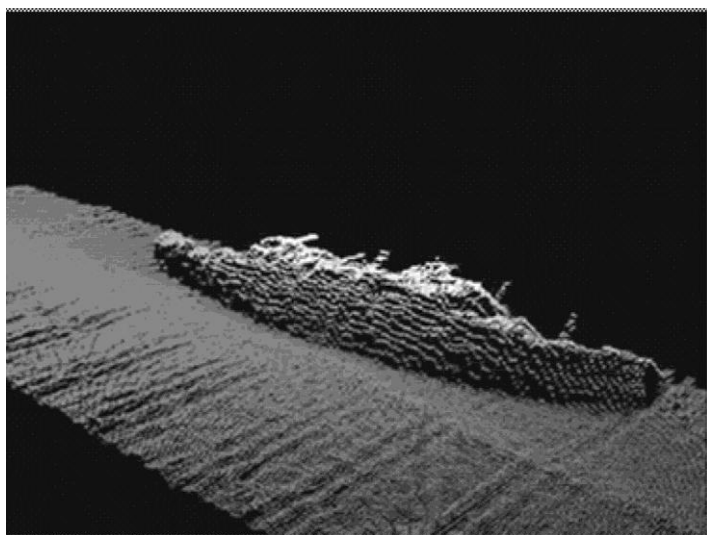


Рис. 4. Гидролокационное изображение затонувшего теплохода «Адмирал Нахимов».

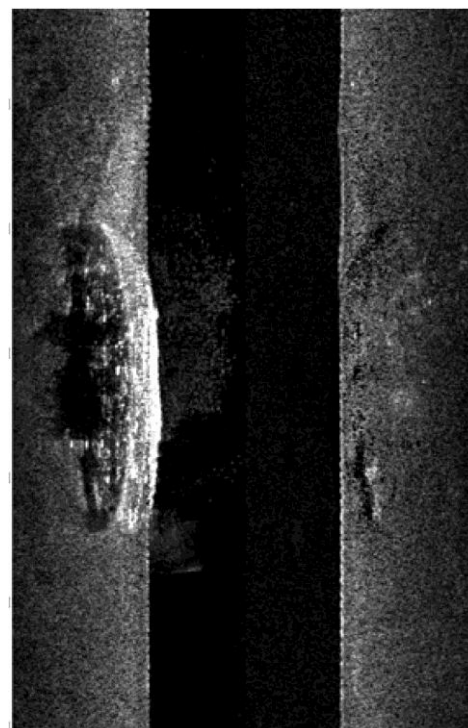


Рис. 5. Гидролокационное изображение затонувшего теплохода «Адмирал Нахимов», полученное в эхолоте, работающем в режиме ГБО.

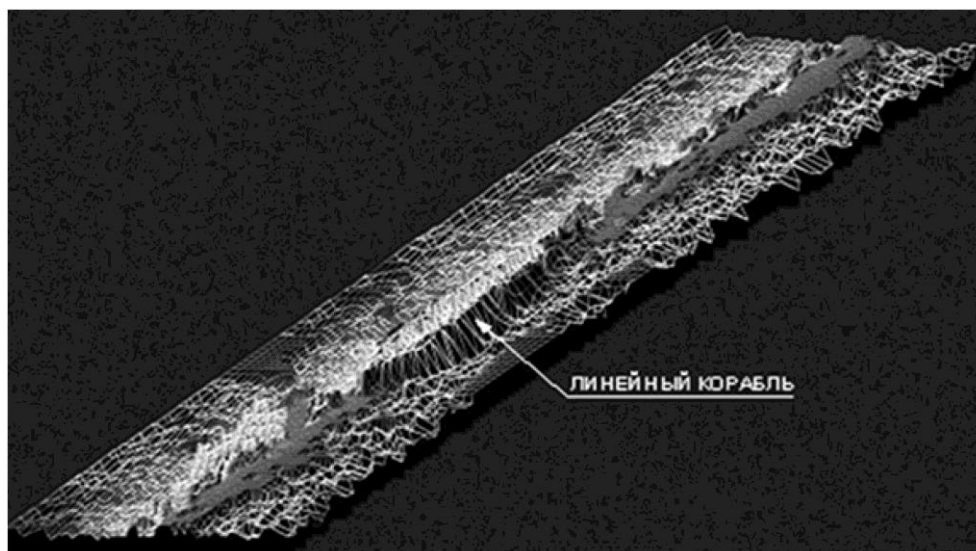


Рис. 6. Объемное изображение затонувшего линейного корабля «Свободная Россия».

Другим эффективным применением цифровых методов и алгоритмов в гидролокации является использование их в локах препятствий (ЛП), предназначенных для обзора подводной обстановки по ходу движения глубоководного носителя и обнаружения потенциально опасных для навигации препятствий [9, 10].

Принцип работы ЛП, также как и в МЛЭ, заключается в формировании цифровыми методами простых и сложных зондирующих сигналов в излучающем тракте и статического веера ХН в приемном тракте с целью обеспечения оперативности обзора подводной обстановки по ходу движения носителя в заданном. В связи с этим ЛП должен обладать необходимой дальностью обнаружения и сектором обзора для совершения маневра при обнаружении расположенных впереди препятствий в широком диапазоне эксплуатационных глубин и различных гидрографических условиях. Кроме того, для учета влияния дестабилизирующих факторов на погрешности определения впереди расположенных препятствий, ЛП должен поддерживать связь с датчиками измерения параметров качки и измерителем скорости звука в воде носителя.

При исследовании типовых алгоритмов обработки сигналов в ЛП в качестве исходных данных были использованы следующие характеристики и параметры: несущая частота f_0 — 150—200 кГц; длительность зондирующих сигналов (простых и ЛЧМ) T_c — 0.2—8 мс; полоса частот зондирующего сигнала Δf_c — 10 кГц; количество элементарных каналов N_E — 48; сектор обзора в горизонтальной плоскости 12° ; сектор обзора в вертикальной плоскости 60° ; количество лучей статического веера приемной антенны — 24; ширина ХН сформированного луча в вертикальной плоскости (без весовой обработки) — $2.4\text{—}4.6^\circ$.

Следует отметить, что при использовании указанных зондирующих сигналов задержку сигналов во времени можно заменить сдвигом фазы колебания с центральной частотой. Это существенно упрощает локаторы, реализующие обработку во временной области на ПЛИС, так как достаточно сложные в реализации графы БПФ заменяются введением дополнительного комплексного умножителя. Однако при согласованной фильтрации сложных сигналов (например, ЛЧМ сигналов) с помощью цифровых СФ в выходном сигнале появляются достаточно большие боковые лепестки (до -13 дБ), которые при использовании метода «быстрой» свертки легко устранялись взвешиванием спектров сигналов. Для устранения боковых лепестков откликов таких СФ потребовалась разработка дополнительного цифрового фильтра (ЦФ).

Рассмотрим алгоритм цифровой пространственно-временной обработки сигналов, адаптированный для реализации на ПЛИС. Структура алгоритма пространственно-временной обработки сигналов ЛПИ, представлена на рис. 7.

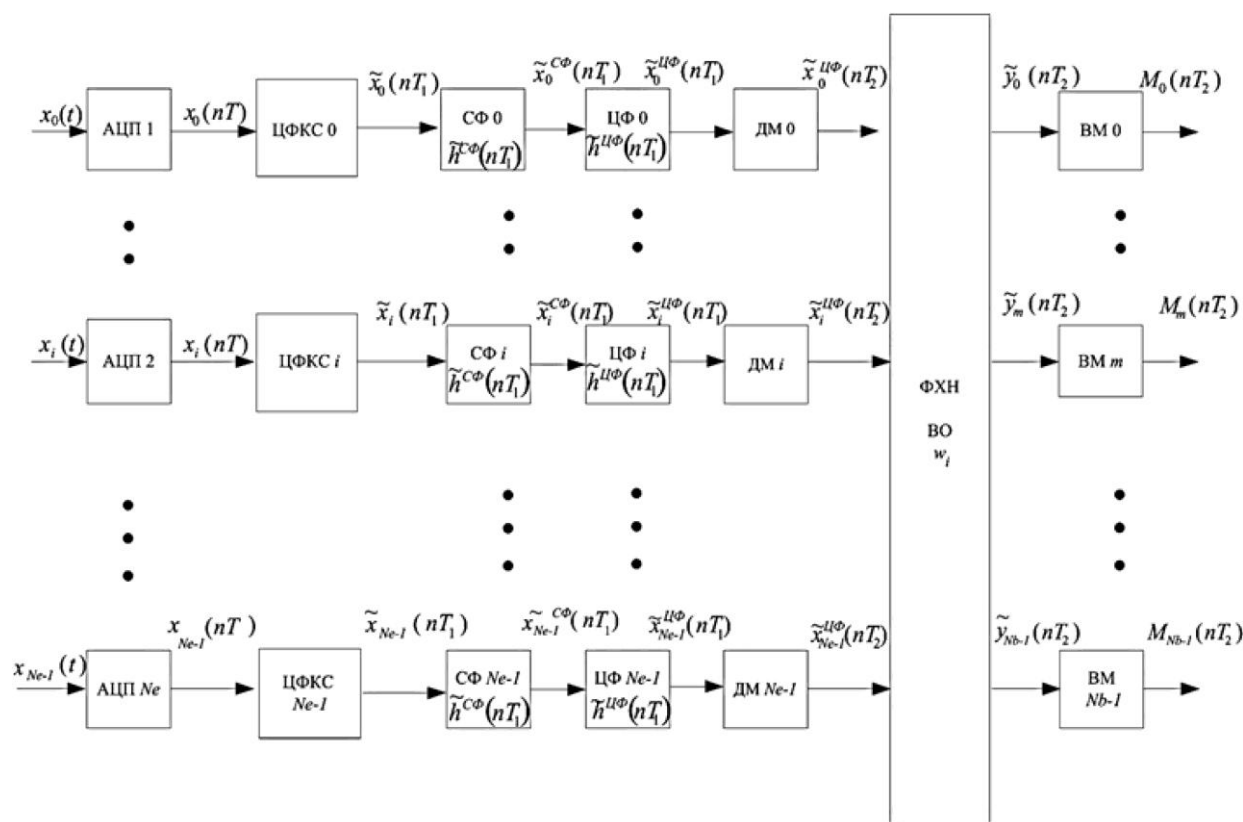


Рис. 7. Структурная схема алгоритма цифровой пространственно-временной обработки сигналов в лоаторах препятствий.

$\tilde{x}_i^{CF}(nT_1)$ — последовательность отсчетов выходного сигнала СФ; $\tilde{x}_i^{IF}(nT_1)$ — последовательность отсчетов выходного сигнала ЦФ; $\tilde{x}_i^{IF}(nT_2)$ — последовательность отсчетов входного сигнала ФХН.

Согласно приведенной структурной схеме алгоритма в течение времени приема в АЦП производится преобразование принятого эхосигнала $x_i(t)$ каждого i -го элементарного канала антенной решетки ($i = 1 \dots N_E$) на несущей частоте f_0 в цифровую форму $x_i(nT)$ ($n = 0 \dots N_s - 1$) с частотой дискретизации F_0 .

После АЦП преобразованный сигнал поступает на вход ЦФКС, где выходные отсчеты каждого i -го канала АЦП входной последовательности $x_i(nT)$ размером N_s умножаются на значения комплексной экспоненты. Для режекции инверсной части спектра сигнала на выходе умножителя и помеховых составляющих, лежащих вне полосы частот сигнала, используются два одинаковых ЦФНЧ с действительными коэффициентами импульсной характеристики (ИХ) и линейными фазочастотными характеристиками (ФЧХ). Коэффициент децимации $K_{д1}$ определяется значением девиации частоты излучаемого ЛЧМ сигнала.

Далее сформированные отсчеты КО эхосигнала $\tilde{x}_i(nT_1)$ поступают на вход процедуры СФ, которая выполняется во временной области и представляет собой операцию свертки двух последовательностей отсчетов $\tilde{x}_i(nT_1)$ и $\tilde{h}^{CF}(nT_1)$:

$$\tilde{x}_i^{\text{СФ}}(nT_1) = \tilde{x}_i(nT_1) \circledast \tilde{h}^{\text{СФ}}(nT_1) = \sum_{l=0}^n \tilde{x}_i(lT_1) \cdot \tilde{h}^{\text{СФ}}((n-l)T_1),$$

где $\circledast$ — обозначение операции свертки; $\tilde{h}^{\text{СФ}}(nT_1)$ — импульсная характеристика СФ, которую можно представить как:

$$\tilde{h}^{\text{СФ}}(nT_1) = \tilde{x}_{3\text{С}}((N_{c1} - n)T_1),$$

где $\tilde{x}_{3\text{С}}(nT_1) = e^{j \frac{\pi}{N_{c1} F_{\text{д1}}} (n - \frac{N_{c1}}{2})^2}$ — КО зондирующего сигнала с ЛЧМ.

Таким образом, импульсная характеристика СФ $\tilde{h}^{\text{СФ}}(nT_1)$ для сигнала с ЛЧМ:

$$\tilde{h}^{\text{СФ}}(nT_1) = e^{j \frac{\pi}{N_{c1} F_{\text{д1}}} (\frac{N_{c1}}{2} - n)^2},$$

где N_{c1} — количество отсчетов в дискретном ЛЧМ сигнале; Δf_d — девиация частоты ЛЧМ сигнала.

Для уменьшения уровня боковых лепестков отклика СФ при использовании ЛЧМ сигнала выполняется операция взвешивания в частотной области, реализуемая с помощью свертки выходного сигнала СФ $\tilde{x}_i^{\text{СФ}}(nT_1)$ с импульсной характеристикой дополнительно введенного фильтра $\tilde{h}^{\text{ЦФ}}(nT_1)$.

В случае использования тональных зондирующих импульсов этот ЦФ представляет собой стандартный ЦФНЧ с действительными коэффициентами.

Одним из методов, позволяющих синтезировать требуемый цифровой фильтр, является метод частотных выборок, позволяющий проектировать нерекурсивные КИХ-фильтры с произвольной частотной характеристикой.

Для проверки правильности и эффективности подавления боковых лепестков в отклике СФ на ЛЧМ сигнал с помощью дополнительного ЦФ было проведено моделирование алгоритма, использующего зондирующий импульс с параметрами: длительность сигнала с ЛЧМ T_c — 8 мс; девиация частоты Δf_d — 10 кГц.

Моделирование было проведено по приведенным аналитическим соотношениям с использованием набора функций из стандартного пакета MATLAB. Были рассчитаны и созданы программные модели СФ, используемого для обработки ЛЧМ сигнала и дополни-

тельного цифрового ЦФ с требуемыми характеристиками для подавления боковых лепестков в отклике СФ. Результаты, подтверждающие правильность работы и эффективность подавления боковых лепестков в отклике СФ на ЛЧМ сигнал, приведены на рис. 8—11.

На рис. 8 представлен выходной сигнал СФ $\tilde{x}_i^{\text{СФ}}(nT_1)$ с уровнем боковых лепестков, равным —13 дБ.

На рис. 9 приведены идеальная и реальная амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) синтезируемого ЦФ, соответственно.

Поскольку фильтрация выполня-

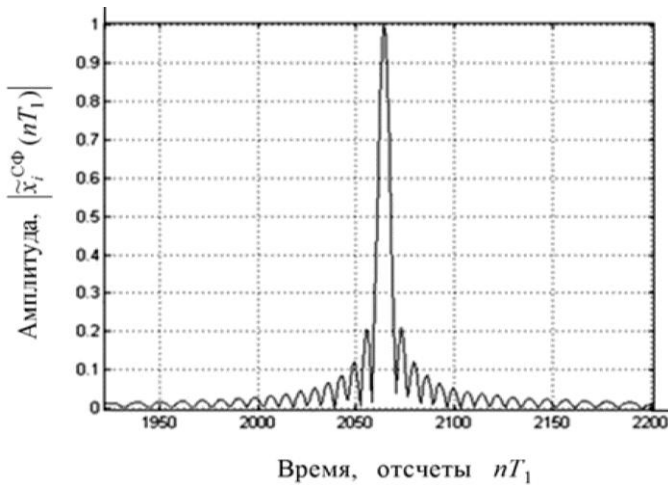


Рис. 8. Выходной сигнал СФ.

ется во временной области, то процедуру весовой обработки спектра выходного сигнала СФ $\tilde{x}_i^{\text{СФ}}(nT_1)$ можно описать в виде свертки:

$$\tilde{x}_i^{\text{ЦФ}}(nT_1) = \tilde{x}_i^{\text{СФ}}(nT_1) \otimes h^{\text{ЦФ}}(nT_1),$$

где $h^{\text{ЦФ}}(nT_1)$ — импульсная характеристика синтезированного фильтра.

На рис. 10 представлен выходной сигнал СФ после весовой обработки.

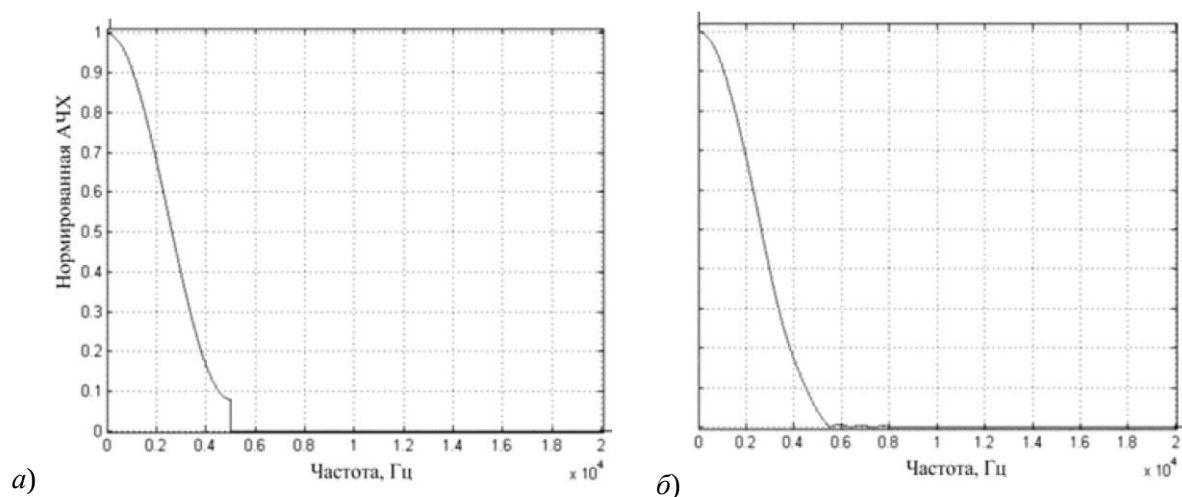


Рис. 9. Идеальная (а) и реальная (б) АЧХ синтезируемого фильтра.

Результаты проведенного моделирования процедуры ЦФ показали, что уровень боковых лепестков выходного сигнала СФ после весовой обработки во временной области составляет порядка -35 дБ вместо теоретически достижимого -42 дБ. Однако следует учитывать, что указанный результат может быть получен лишь при идеальном прямоугольном спектре обрабатываемого сигнала, а параметры, заданные при моделировании алгоритма ЦОС, соответствующие реально используемым в гидроакустических комплексах, имеют спектр сигнала, существенно отличающийся от идеального и имеющий значительные пульсации.

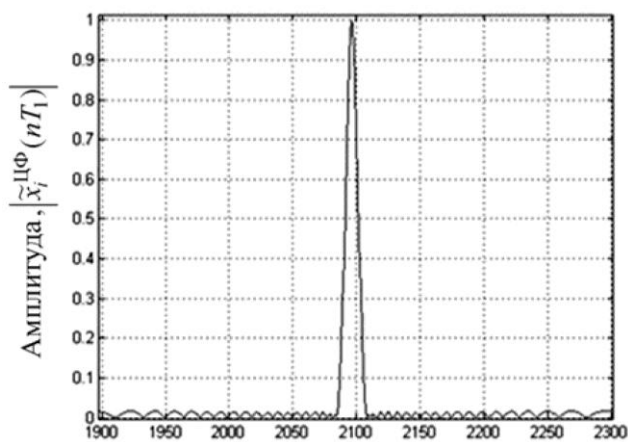


Рис. 10. Выходной сигнал СФ после весовой обработки.

После ЦФ над выходным сигналом $\tilde{x}_i^{\text{ЦФ}}(nT_1)$ для снижения частоты дискретизации выполняется операция децимации.

Для уменьшения боковых лепестков в ХН антенны над сформированными сигналами $\tilde{x}_i^{\text{ЦФ}}(nT_2)$ выполняется ВО по пространству. Весовые коэффициенты w_i рассчитываются также как и при проектировании МЛЭ.

Процедура ФХН выполняется фазовым методом, который заключается в компенсации разностей фаз выходных сигналов ее элементов, возникающих из-за задержки моментов поступления фронта принимаемой волны на эти элементы. При этом формирова-

ние каждого из лучей сводится к суммированию отсчетов комплексной огибающей выходных сигналов всех элементов с комплексными весовыми коэффициентами и результатом формирования ХН (выходным сигналом луча) является дискретный сигнал в виде последовательности комплексных отсчетов $\tilde{y}_m(nT_2)$:

$$\tilde{y}_m(nT_2) = \sum_{i=0}^{N_E-1} \tilde{x}_i^{\text{ЦФ}}(nT_2) \cdot \exp(-j i \varphi_m),$$

где $\varphi_m = 2\pi f_0 \cdot \frac{\Delta x}{c} \cdot \sin \theta_m$ — фазовый множитель для m -го луча ХН; θ_m — угол, соответствующий направлению, в котором формируется m -й луч ХН.

Процедура ФХН может выполняться одновременно с операцией взвешивания в пространственной области. Заключительным этапом ФХН является вычисление модуля выходного сигнала $M_m(nT_2)$ в m -м пространственном канале.

На рис. 11 приведены результаты моделирования сигнала на выходе ФХН.

При моделировании ФХН угол прихода сигнала относительно горизонта и угол наклона антенны были равны 30° , а ширина ХН с ВО по уровню 3 дБ составила около 3.6° .

Все описанные процедуры алгоритма цифровой пространственно-временной обработки в ЛП могут быть выполнены на ПЛИС.

Проведенные лабораторные испытания изготовленного ЛП подтвердили результаты моделирования. На рис. 12 приведен внешний вид созданного гидролокатора и его блока электроники.

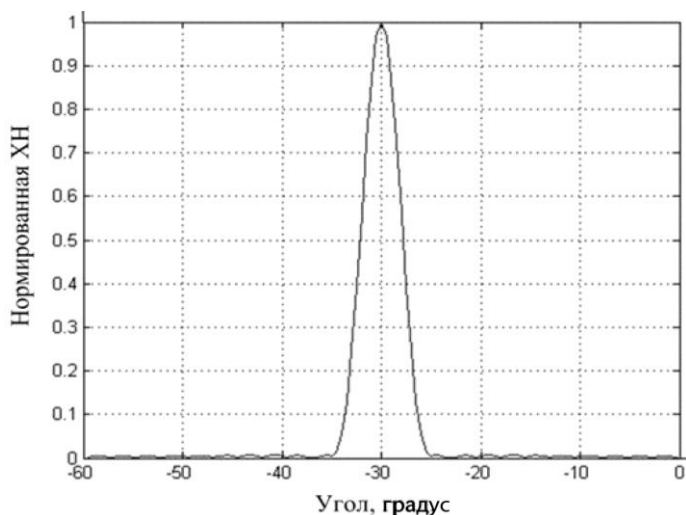


Рис. 11. ХН ЛП в вертикальной плоскости.

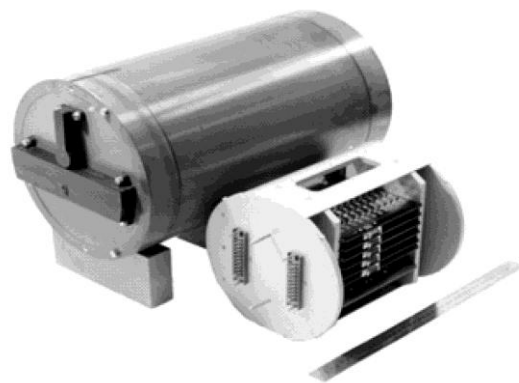


Рис. 12. ЛП и блок электроники.

В ЛП в качестве АЦП выбрана микросхема AD7980BRMZ фирмы Analog Devices с максимальной частотой дискретизации до 1 МГц и разрядностью 16 бит. Цифровая обработка в ЛП выполнена полностью на ПЛИС. Для аппаратной реализации алгоритма использованы ПЛИС фирмы Altera Cyclone III, представляющие собой третье поколение семейства FPGA. При реализации вычислений использовалось целочисленное представление данных с фиксированной точкой и разрядностью 18 бит. ЦФКС, СФ и дополнительный ЦФ выполнены на четырех ПЛИС EP3C25E144I7N, формирование пространственных лучей — на одной ПЛИС EP3C55F484I7N.

При реализации алгоритмов ЦОС использовано 196 умножителей 18×18 , 27 962 логических ячеек и 608 256 бит встроенной памяти. Габаритные размеры ЛП — 280×540 мм; масса ЛП не более 48 кг.

Таким образом, разработанные методы и алгоритмы цифровой пространственно-временной обработки сигналов в многоканальных гидроакустических системах подтвердили свою реализуемость на современной элементной базе в созданных МЛЭ и ЛП, предназначенных для решения важных и актуальных задач морского флота России.

Литература

1. Найт У. С., Придэм Р. Г., Кэй С. М. Цифровая обработка сигналов в гидролокационных системах // ТИИЭР. 1981. Т. 69, № 11. С. 84—155.
2. Применение цифровой обработки сигналов / Под ред. Э. Оппенгейма. М.: Мир, 1980. 552 с.
3. Маркович И. И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах: монография. Ростов н/Д: Изд-во ЮФУ, 2012. 236 с.
4. Маркович И. И. Цифровая пространственно-временная обработка сигналов в гидроакустических системах и комплексах. Подводные технологии и средства освоения Мирового океана. М.: Издательский дом «Оружие и технологии», 2011. С. 366—373.
5. Маркович И. И. Многоканальная система цифровой пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов перспективного комплекса проведения поисково-спасательных работ // Известия ТРТУ. Тематический вып. «Перспективные системы и задачи управления». Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. №3(58). С. 174—179.
6. Маркович И. И., Семеняк П. Л., Ковалев Э. П. Цифровая пространственно-временная обработка сигналов в многоканальной гидроакустической системе // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2008. Т. 6, № 3. С. 72—75.
7. Маркович И. И. Реализация алгоритмов цифрового формирования квадратурных составляющих в локационных комплексах различного назначения // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2006. № 6. С. 16—21.
8. Маркович И. И., Губанов Ю. Н., Ковалев Э. П., Жирнов В. С., Душенин Ю. В., Примак В. П. Результаты натурных испытаний многолучевого эхолота с цифровой пространственно-временной обработкой. Многопроцессорные вычислительные и управляющие системы (МВУС-2009) // Матер. Междунар. науч.-техн. конф. Т. 2. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. С. 194—196.
9. Маркович И. И., Душенин Ю. В., Жирнов В. С., Семеняк П. Л., Ковальчук Д. В. Локатор препятствий глубоководного носителя // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Перспективные системы и задачи управления». Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011. № 3(16). С. 128—135.
10. Маркович И. И., Душенин Ю. В., Шелестенко Е. Ю. Применение современных вычислительных средств в перспективных гидролокаторах переднего обзора. Суперкомпьютерные технологии (СКТ-2012) // Матер. Второй Всероссийской науч.-тех. конф. Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2012. С. 230—234.



Статья поступила в редакцию 31.05.2013 г.

I. I. Markovich

SFedU Research and Design Bureau of Digital Signal Processing, Taganrog

Methods and Algorithms of Digital Space-Time Processing of Sonar Signals in Multibeam Echo-Sounders and Forward-Looking Sonars

The advanced methods and algorithms of digital space-time signal processing in multi-channel sonar systems for monitoring the underwater situation in sonar complexes of various purposes are considered. The examples of the block diagrams of signal processing algorithms in multi-beam echo sounders and forward-looking sonars and the results of simulations and field tests of the developed systems and devices confirm the effectiveness of their use for the assigned task solving are given.

Key words: digital space-time signal processing, multibeam echo sounder, forward-looking sonar.