УДК 681.883.054;551.462.8

СИНТЕЗИРОВАНИЕ АПЕРТУРЫ МНОГОКАНАЛЬНОГО ГИДРОЛОКАТОРА БОКОВОГО ОБЗОРА С КОМПЕНСАЦИЕЙ ТРАЕКТОРНЫХ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ

А.Л. Агеев, Г.А. Игумнов, В.Б. Костоусов И.Б. Агафонов, В.В. Золотарев, Е.А. Мадисон

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт математики и механики Уральского отделения РАН[1]
Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт проблем морских технологий Дальневосточного отделения РАН[2]

Рассматривается задача синтезирования апертуры многоканального гидролокатора бокового обзора (ГБО). Описывается алгоритм синтезирования, который базируется на прогнозировании закона изменения фазы отраженного сигнала. Для уточнения траектории движения аппарата предлагается и апробируется новый метод автофокусировки. По результатам экспериментов, полученных в морских условиях с помощью аппаратно-программного комплекса «Синтез», выработаны и частично реализованы технические решения по усовершенствованию комплекса и повышению достоверности когерентного сбора и накопления многоканальных данных. Приводятся описание моделирующего программного комплекса и результаты обработки модельных и реальных данных.

ВВЕДЕНИЕ

В статье продолжены ранее начатые совместные исследования ИММ УрО РАН и ИПМТ ДВО РАН, связанные с решением задачи синтезирования апертуры многоканального ГБО [1–6]. В этих исследованиях были использованы методы, описанные в работах [7–10]. Имеющийся опыт позволяет сделать вывод, что путем синтезирования апертуры ГБО можно значительно повысить разрешение эхолокационного изображения, что весьма важно для применения ГБО в качестве системы акустического зрения дальнего радиуса действия на борту автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА). В последнее десятилетие появились гидролокаторы и описания методик обработки эхолокационных данных, которые позволяют даже для небольших и относительно дешевых систем различать малоразмерные объекты на расстояниях в сотни метров [7]. Это, несомненно, является революцией в области обработки эхолокационных сигналов. Алгоритмы синтезирования апертуры антенны базируются на использовании закона изменения фазы отраженного сигнала при известном относительном движении наблюдаемой цели и фазового центра антенны (ФЦА).

В ИПМТ ДВО РАН был изготовлен многофункциональный комплекс «Синтез», назначение которого состоит в отработке и тестировании в морских условиях перспективных гидролокационных систем, в частности, ГБО с синтезированной апертурой. Приемная антенна комплекса с рабочей частотой 75–85 кГц состоит из восьми ячеек длиной 0,076 м с расстоянием между их фазовыми центрами d = 0,078 м. Ширина диаграммы направленности каждой приемной ячейки в горизонтальной плоскости составляет $\Theta \approx 15^\circ$ при длине волны $\lambda = 0{,}02$ м. Подробное описание устройства комплекса и результатов первых натурных испытаний приведены в [4]. Особенностью комплекса является возможность сохранения многоканальной информации в самом первичном виде, почти не искаженном какой-либо обработкой. В [4] описаны этапы первичной обработки исходного высокочастотного эхо-сигнала: ЛЧМ-сжатие и амплитудное выравнивание по дальности. В конечном счете, с помощью преобразования Гильберта из строк реального сигнала можно построить матрицу S комплексной огибающей траекторного сигнала.

[1] 620990, Екатеринбург, ул. Софьи Ковалевской, 16; тел. (343) 3753445; e-mail: vkost@imm.uran.ru

[2] 690091, Владивосток, ул. Суханова, 5а; тел. (423) 2432416; e-mail: vladimir.zolotarev@gmail.com

К основным факторам, препятствующим работе алгоритма синтезирования апертуры, относятся [3, 4]:

– неоднородность и изменчивость морской среды распространения звуковых волн;

– проблема неоднозначности измерения дальности из-за многолучевости (на мелководье);

– проблема траекторных нестабильностей (траектория движения аппарата известна с недостаточной точностью).

Среди перечисленных факторов наиболее значимый негативный вклад дают траекторные нестабильности, поскольку для обеспечения высокой разрешающей способности синтезированного эхолокационного изображения (ЭЛИ) необходимо с точностью до долей длины волны эхолокационного сигнала знать изменение траектории движения фазовых центров приемных каналов ГБО на интервале синтезирования. Использование инерциальной навигационной системы и других навигационных приборов не может обеспечить такой точности. Здесь должна использоваться многоуровневая система, включающая не менее трех уровней обработки. На первом, предварительном, уровне производится учет навигационных данных – координат носителя и его угловой ориентации. На втором, «грубом», уровне производится корреляционная обработка траекторного сигнала для уточнения дальности до точки фокусировки. Наконец, на заключительной стадии, называемой «автофокусировкой», производится уточнение фазы траекторного сигнала. При таком подходе появляется возможность компенсации фазовых флуктуаций, обусловленных не только траекторными нестабильностями, а также нестабильностями аппаратуры ГБО и среды распространения эхосигнала.

Методы «грубой» коррекции фазовых искажений, возникающих за счет движения ФЦА, основаны на «выправлении» траекторного сигнала в процессе его поступления. В литературе [3] известен хорошо зарекомендовавший себя метод (включая его модификации) «избыточного фазового центра» (RPC – *Redundant Phase Center* method), который является методом корреляционного типа. Он оценивает флуктуации антенны многоканального ГБО путем вычисления положения пика взаимной корреляционной функции между двумя группами отсчетов, соответствующих двум соседним по времени положениям антенны. Методы *автофокусировки* ЭЛИ работают на заключительной стадии обработки и используются для компенсации малых остаточных фазовых ошибок, приближая разрешение ЭЛИ к теоретическому пределу $\delta y = D/2$.

Заметим, что в современной литературе [3] основное внимание уделяется алгоритмам, работающим в реальном времени. Эти алгоритмы используют частотное представление траекторного сигнала и быстрое преобразование Фурье. Нас здесь интересуют не столько эффективная бортовая реализация, которая будет возможна на следующих этапах работы, сколько выяснение главных проблем синтезирования апертуры в конкретных аппаратных условиях и поиск способов их преодоления. Поэтому здесь описывается алгоритм, работающий в исходном пространстве сигнала, хоть и вычислительно затратный, зато логически более простой. Он предназначен для работы в лабораторных условиях с эхо-сигналом, заданным во временной области, переведенным в плоскость (x, y).

Многоканальный ГБО и модель траекторного сигнала

Структура, основные принципы построения и технические характеристики аппаратно-программного комплекса «Синтез», разработанного для когерентного сбора и накопления многоканальных данных, приведены в [4]. Комплекс был модифицирован, улучшены его характеристики, сведения о которых и возможности дальнейшего усовершенствования изложены в конце статьи.

Сравнение характеристик макетного образца «Синтез» и современных SAS-систем

В табл. 1 приведено сравнение основных характеристик разрабатываемого в ИПМТ ДВО РАН комплекса «Синтез» и современных SAS-систем (Synthetic Aperture Sonar System), использующих синтезирование и импульсные сигналы с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ). Для сравнения выбраны наиболее передовые на сегодняшний день системы, известные из литературных источников. Это система HISAS 1030, установленная на АНПА Hugin (Норвегия) [7]; буксируемый аппарат DARPA SAS (США) [8], буксируемый аппарат Kiwi-SAS IV (Новая Зеландия) [9]. В первой строке табл. 1 в скобках указаны годы разработки.

Рассмотрим характеристики, вошедшие в табл. 1. Все рассматриваемые системы имеют по одному каналу облучения (одна передающая антенна), несколько независимых приемных каналов и соответственно

Таблица 1. **Сравнение характеристик многоканальных НЧ ГБО, использующих ЛЧМ**

Система	HISAS 1030 (2008)	DARPA SAS (1999)	Kiwi-SAS IV (2005)	ИПМТ (2012)
Носитель	Hugin (АНПА)	буксируемый	буксируемый	макет
Центральная несущая частота f_0 (λ см)	100 кГц (1,5 см)	50 кГц (3 см)	30 кГц (5 см)	80 кГц (2 см)
Ширина полосы частот B (ЛЧМ)	30 кГц	10 кГц	20 кГц	10 кГц
Теоретическое разрешение: $(d/2) \times (c/2B)$ $\Delta u \times \Delta r$ (см × см)	2,0 × 2,5	11 × 7,5	5 × 7,5	5 × 7,5
Практическое разрешение: $\Delta u \times \Delta r$ (см × см)	5 × 5	22 × 15	10 × 15	10 × 15
Предельная дальность	200 м	1000 м	-	500 м
Длина приемной ячейки: d ($\varphi = \lambda/d$ рад)	0,04 (0,37 рад)	0,22 (0,14 рад)	0,1 (0,5 рад)	0,076 (0,26 рад)
Количество приемных ячеек (L м)	32 (1,2 м)	16 (3,52 м)	12 (1,2 м)	8 (0,6 м)
Скорость носителя для R_{max} = 500 м: $V_{max} = (cL) / (4R_{max})$	1,1 м/с	2,64 м/с	0,9 м/с	0,5 м/с

несколько приемных ячеек, образующих линейку приемной антенны. При длине апертуры приемной ячейки, равной d, ширина диаграммы направленности отдельного канала $\theta_{3дБ} = \lambda/d$, где λ – длина волны (в метрах), соответствующая центральной несущей частоте передатчика f_0. Как видно из таблицы, рассматриваемые системы относятся к классу низкочастотных (НЧ) ГБО. Известно [4], что теоретическая разрешающая способность Δu синтезированного ЭЛИ в направлении движения носителя не зависит от дальности цели и рабочей частоты и равна $d/2$. Разрешающая способность Δr по дальности определяется [9] шириной полосы B: $\Delta r = c/2B$, где c – скорость звука в морской среде. Опыт обработки траекторных сигналов и опыт реального применения [7] показывает, что практическое разрешение (табл. 1) ЭЛИ из-за необходимости фильтрации спекл-шума примерно в 2 раза хуже теоретического.

Предельная дальность R_{max} работы ГБО определяется отношением сигнал/шум, которое, в частности, зависит от мощности передатчика. Кроме того, в случае синтезирования апертуры при определении дальности действия системы надо учитывать следующие важные обстоятельства [7]. При увеличении дальности R_{max}, с одной стороны, для обеспечения заданного разрешения Δu должна пропорционально увеличиваться длина интервала синтезирования. С другой стороны, для обеспечения минимально необходимой частоты дискретизации по u (преодоление эффекта «range ambiguity») скорость носителя должна ограничиваться сверху величиной $V_{max} = (cL) / (4R_{max})$, где L – суммарная длина ячеек приемной антенны. Таким образом, увеличение количества приемных ячеек позволяет при прочих равных условиях работать на более высоких скоростях движения носителя при осуществлении обзора на заданной дальности. Увеличение скорости благотворно влияет не только на общую производительность обзорно-поисковой работы, но и на точность и устойчивость движения по заданной траектории, что необходимо для успешного функционирования алгоритма синтезирования апертуры.

Математическая модель траекторного сигнала

Рассмотрим модель траекторного ЛЧМ-сигнала многоканального НЧ ГБО, в основном следуя принятой в литературе методике (например, [8, 9]). Описывать будем плоский случай, поскольку для относительно больших дальностей порядка сотен метров и при относительно малой высоте движения над поверхностью дна приближенно можно полагать, что изображение формируется в горизонтальной плоскости Oxy. Кроме того, трехмерный случай, как будет обсуждаться ниже, часто может быть преобразован к двумерному случаю.

Пусть на плоскости Oxy определено комплекснозначное поле отражения $ff(x, y)$ (рис. 1), восстановление которого по траекторному сигналу и будет целью алгоритма синтезирования.

Пусть программная траектория носителя совпадает с осью Oy, как показано на рис. 1, *а*. Ось Ox направлена в сторону посылки сигнала ГБО, т.е. в сторону наблюдения. Траекторный сигнал ГБО формируется, как обычно, путем последовательного приема отраженных посылок импульсного ЛЧМ-сигнала в заданные моменты времени, которым соответствует текущая координата u, взятая вдоль движения. Такие посылки, отвечающие координате u, для краткости будем

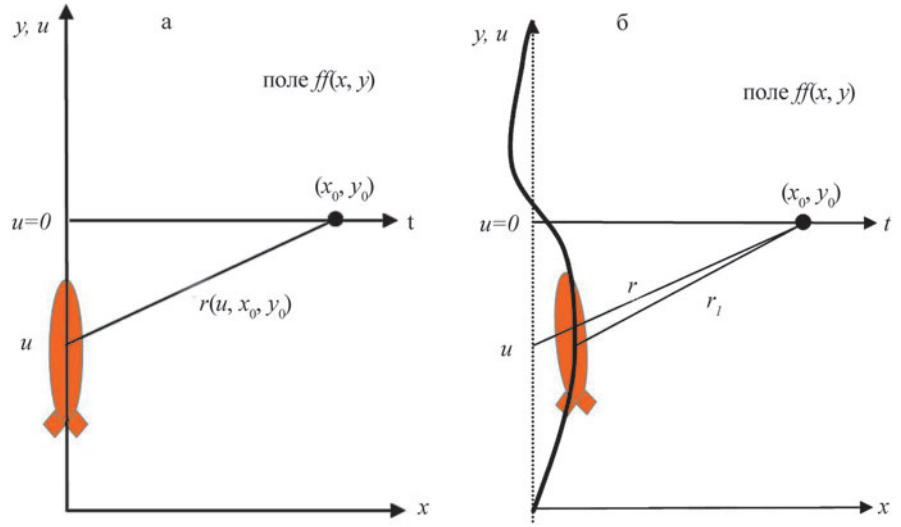


Рис. 1. Соотношение систем координат при формировании траекторного сигнала: а – идеальное движение, б – реальное движение с траекторными нестабильностями

называть u-посылками. Будем рассматривать задачу восстановления поля для фиксированного отражателя, расположенного в точке (x_0, y_0). Тогда центр участка траектории синтезирования расположен в точке y_0 (начало отсчета для переменной u). Введем переменную t, имеющую смысл времени прихода отраженного отклика e (t, u) для каждой u-посылки. Геометрически ось t расположена параллельно оси x, как показано на рис. 1.

Сформированный передатчиком импульсный ЛЧМ-сигнал имеет вид:

$$p(t) = rect(t/\tau_c)\exp(j\,\omega_0\,t + j\,\pi\,K_c\,t^2),$$

где функция

$$rect(x) = \begin{cases} 1; & |x| \le 1/2 \\ 0; & else \end{cases},$$

где τ_c – длительность импульса, K_c – коэффициент модуляции частоты, $\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая частота, f_0 – центральная несущая частота, j – мнимая единица.

Модель принятого траекторного сигнала от m-го канала в случае невозмущенной траектории движения носителя имеет вид [8]:

$$e_m(t,u) \approx$$
$$\approx \iint ff(x,y)\,p\left(t - \frac{2}{c}r_m(u,x,y)\right)dxdy,$$
$$r_m(u,x,y) = \sqrt{x^2 + (y - u_m)^2}. \qquad (1)$$

Здесь $u_m = u - (m - 4)d$ – u-координата фазового центра m-й приемной ячейки, c – скорость распространения сигнала. В модели (1) не учитывается амплитудная модуляция диаграммой направленности антенны, а эффект уменьшения амплитуды отраженного сигнала за счет увеличения дальности включен в функцию ff, поскольку эти эффекты не играют существенной роли для алгоритма синтезирования [8].

Восстановление значения поля $ff(x_0,y_0)$ производится на основе закона изменения фазы φ траекторного сигнала [3]. Фаза вычисляется по формуле $\varphi = 2k{\cdot}r\ (u,\ x_0,\ y_0)$, где $r\ (u,\ x_0,\ y_0)$ – расстояние от фазового центра приемной антенны до отражателя, $k = 2\pi f/c$ – волновое число.

Алгоритм синтезирования восстанавливает значение поля $ff(x_0,y_0)$ путем обращения уравнения (1) и получения оценки $\tilde{ff}(x_0,y_0)$ следующим образом:

$$\tilde{ff}(x,y) = \iint e(t,u)\,p^*\left(t - \frac{2}{c}r(u,x,y)\right)dudt, \qquad (2)$$

где p^* (t) – функция, комплексно-сопряженная к p (t).

С учетом операций ЛЧМ-сжатия и демодуляции алгоритм (2) преобразуется к следующему алгоритму:

$$\tilde{ff}(x,y) =$$
$$\iint s(t,u)\exp\left(-j\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t - \frac{2}{c}r(u,x,y)\right)\right)dudt,$$
$$s(t,u) = \left(e(t,u) *_t p(t)\right)\exp(-j\omega_0 t), \qquad (3)$$

который работает с комплексной огибающей s (t, u) траекторного сигнала. Здесь символ $*_t$ означает операцию свертки по переменной t.

Реальное движение носителя во время синтезирования отличается от программной траектории, что показано сплошной линией на рис. 1, *б*. Фаза огибающей траекторного сигнала при этом смещается на величину:

$$\delta\varphi\ (u,\ x_0,\ y_0) = 2\ (\omega/c){\cdot}\delta r, \qquad (4)$$

где $\delta r = r_1\ (u,\ x_0,\ y_0) - r\ (u,\ x_0,\ y_0)$, и $r_1\ (u,\ x_0,\ y_0)$ – расстояние от реального положения фазового центра до точки (x_0, y_0).

Фазовая ошибка δφ, возникающая за счет траекторных нестабильностей, является главным препятствием для успешной работы алгоритма (3).

Рассмотрим многоканальную дискретную модель комплексной огибающей траекторного сигнала (1) (рис. 2). На плоскости Oxy введем равномерную сетку $x_k = x_{min} + k\ dx$, $k = 0,1,\ldots, K$, $y_i = y_{min} + i dy$, $i = 0,1,\ldots, N$ (характерные размеры: $dx \approx 0{,}01$ м, $dy \approx 0{,}13$ м). Считаем, что гидролокатор движется с равномерной скоростью вдоль оси y и в точках y_i происходят излучение сигнала и прием отклика. Для каждого из 8

приемных каналов (m – номер канала) отклик представляет собой строку, состоящую из комплексных чисел (s_{1im}, s_{2im},..., s_{Kim}). В действительности, конечно, измерение отклика происходит при движении локатора между точками y_i и y_{i+1}, и измеряется функция, зависящая от времени, но здесь этот эффект «второго порядка» не учитывается. Таким образом, измеренными эхолокационными данными являются восемь $K \times N$-матриц S_m, состоящих из комплексных чисел s_{kim}.

В [5] для данной дискретной модели была поставлена задача *синтезирования* или *восстановления* эхолокационного изображения по траекторному сигналу как математическая задача обращения системы линейных уравнений первого рода, которая относится к классу неустойчивых к возмущениям задач. Необходимость преодоления траекторных нестабильностей делает эту задачу неклассической с точки зрения теории обратных некорректных задач, придавая ей помимо большой практической важности и значительный теоретический интерес.

Здесь восьмиканальная приемная антенна на интервале синтезирования движется вдоль оси y с шагом dy (i – индекс позиции антенны), формируя по восемь строк комплексных отсчетов траекторного сигнала s_{ikm}($m = 1,...8$; k – номер отсчета по дальности). В каждой строке отсчеты по оси x идут с шагом dx. При формировании соседних групп отсчетов эхо-сигнала вдоль направления движения АНПА возникают траекторные нестабильности (δx, а), которые приводят к тому, что величины s_{ikm} измеряются с фазовой ошибкой $\delta\varphi \approx 2\omega\,(r_1 - r + (m\text{-}4)\,d)/c$, что ведет к ошибкам в алгоритме синтезирования (3). Задача метода обработки состоит в оценке этих ошибок.

Рассмотрим следующие ограничения описанной выше модели траекторного эхо-сигнала.

1. Принята плоская (двумерная) геометрия бокового обзора, в которой не учитывается изменение размера элемента разрешения в зависимости от дальности. Однако при известных высоте и дальности такую деформацию изображения легко учесть.

2. Поле отражения ff (x, y) в каждой точке определяется одним комплексным значением интенсивности отражения, которое не зависит от угла наблюдения. Это общепринятое упрощение, которое, по-видимому, для большинства подводных поверхностей допустимо.

3. Рассматривается *моностатическая* [8, 9] многоканальная модель излучения–приема, в которой пара фазовых центров антенн излучателя и отдельной приемной ячейки совмещены в одной (средней) точке для каждой пары. Более подробно: предполагается, что приемник и передатчик, которые разнесены в пространстве на расстояние Δ, могут быть представлены как приемник и передатчик, совмещенные в точке $\Delta/2$. В случае если передатчик расположен в точке u вдоль траектории движения, то

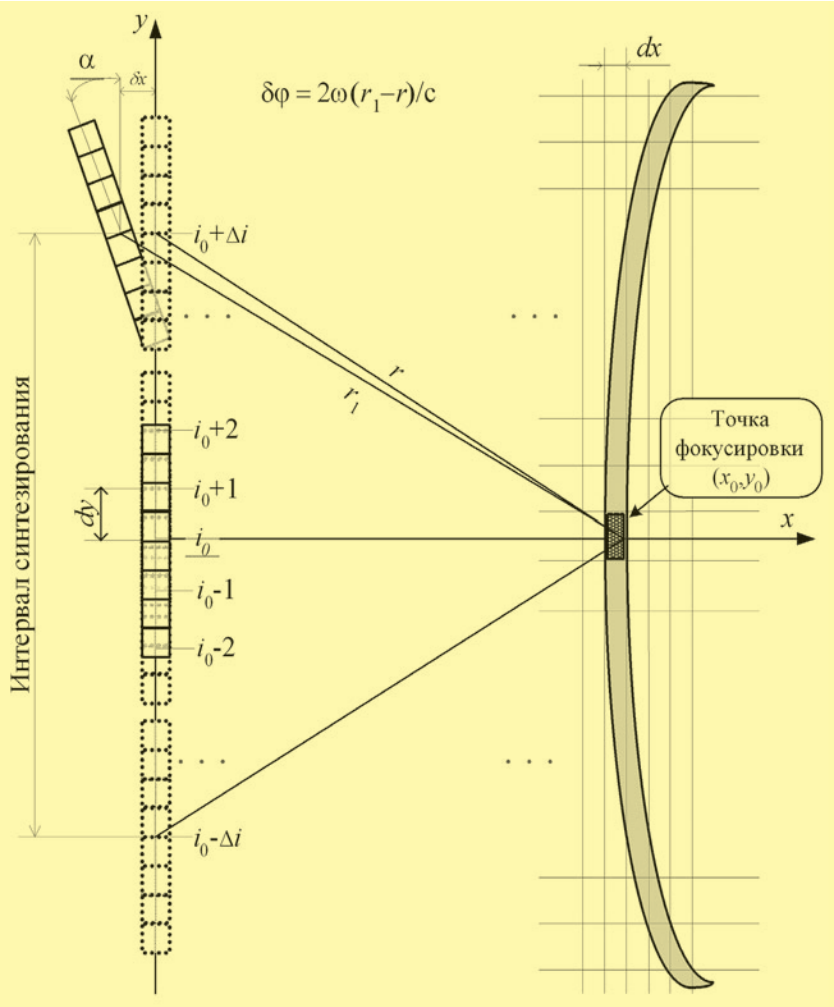


Рис. 2. Схема синтезирования одного отсчета (на рисунке это точка фокусировки) выходного изображения с компенсацией малых траекторных нестабильностей

для отражателя с координатами (x_0, y_0) расстояние до совмещенного ФЦА будет равно:

$$R' = \sqrt{x_0^2 + \left(y_0 - u - \frac{\Delta}{2}\right)^2}.$$

4. Ошибка в таком случае равна:

$$\Delta\overline{R} = R_1 + R_2 - 2R' =$$
$$= \sqrt{x_0^2 + (y_0 - u)^2} + \sqrt{x_0^2 + (y_0 - u - \Delta)^2} -$$
$$- 2 \cdot \sqrt{x_0^2 + \left(y_0 - u - \frac{\Delta}{2}\right)^2}.$$

Величина этой ошибки оценивается [8] по формуле $\Delta\overline{R} \approx \frac{\Delta^2}{4 \cdot x_0}$.

5. При численном моделировании траекторного сигнала не учитываются эффекты среды распространения (турбулентность, переотражения, многолучевость и др.). Допустимость такого предположения обсуждалась во многих работах (например, [3, 8]).

6. Предполагается, что гидролокатор неподвижен в момент отправки сигнала и, находясь в конкретной u-позиции, излучает сигнал p (t) и дожидается приема траекторных сигналов e_m (t, u), $m = 1,...8$, после чего перемещается в следующую позицию вдоль траектории (модель «stop-and-hop» [8, 9]). Это ограничение вполне допустимо в радиолокационных системах в связи с высокой скоростью распространения сигнала в воздухе и для гидролокационных систем при небольшом максимальном расстоянии озвучивания, однако для больших расстояний необходимо учитывать вносимые им фазовые ошибки. Пусть передатчик находится в точке u и Δ – расстояние между приемником и передатчиком. Тогда $R_1 = \sqrt{x_0^2 + (y_0 - u)^2}$ – расстояние от передатчика до отражателя. Расстояние от отражателя до приемника при принятии ограничения stop-and-hop будет равно $R_2 = \sqrt{x_0^2 + (y_0 - u - \Delta)^2}$, а реальное расстояние вычисляется по формуле $R_3 = \sqrt{x_0^2 + (y_0 - u - \Delta - V \cdot t')^2}$, где V – скорость движения аппарата, t' – время, необходимое сигналу для того, чтобы достигнуть отражателя и вернуться обратно. Таким образом, ошибка составит $\Delta\overline{R} = R_3 - R_2$. Проблема в том, что время t' различно для каждого отражателя, что делает невозможным прямую коррекцию ошибки. Однако для больших дальностей можно предположить, что $t' \approx 2 \cdot R_0$, где R_0 – расстояние до центра сцены, поскольку погрешность от такого предположения будет меньше, чем размер элемента разрешения по дальности.

Методы обработки траекторного сигнала

Рассмотрим основные этапы обработки траекторного эхо-сигнала (1), получаемого многоканальным НЧ ГБО. При описании будем использовать обозначения, введенные в предыдущем разделе. Метод синтезирования апертуры включает следующие крупные этапы.

1. *Предварительный этап*. Включает ЛЧМ-сжатие исходного сигнала e_m(t, u) и построение комплексной огибающей s_m(t, u) отраженного сигнала с помощью преобразования Гильберта и демодуляции. На этом этапе также производится первоначальное построение траектории движения центра приемной антенны и ее угловой ориентации по данным бортовой навигационной системы.

2. *Этап микронавигации* [8, 9] для уточнения траектории движения линейки фазовых центров («грубая» оценка δr (4) с помощью модифицированного метода «избыточного фазового центра» (RPC – *Redundant Phase Center* method [9]). Здесь также формируется единая последовательность строк «выправленного» на прямую линию траекторного эхо-сигнала по переменной u (взятой вдоль направления движения). При этом производится «слияние» сигналов приемных каналов в общую последовательность u-строк.

3. *Этап автофокусировки* – дополнительное уточнение траекторной ошибки δr (4) и синтез (3) с фазовой коррекцией $\delta\varphi$. Автофокусировка и синтез могут повторяться итеративно.

Этап 1. Получение комплексной огибающей многоканального эхо-сигнала

Первый этап обработки принятого сигнала начинается с ЛЧМ-сжатия. Для каждой u-строки отсчетов, соответствующей координате u, проводится кросс-корреляция с отправленным сигналом:

$$s(t,u) = \sum_{n=0}^{T-t} e(t+n,u)\,p(n),\ 0 \le t \le T,$$

где e (t, u) – принятый сигнал, p(t) – отправленный сигнал.

Далее с помощью преобразования Гильберта (осуществляемого по алгоритму *hilbert* пакета MATLAB [10]) строится комплексная огибающая высокочастотного траекторного сигнала:

$$h(s(t,u)) = \frac{1}{\pi}\int \frac{s(\tau,u)}{t-\tau}d\tau,$$

после чего осуществляется демодуляция:

$$s_b(t,u) = h(s(t,u))\exp(-j\omega_0 t),$$

где ω_0 – несущая круговая частота.

Этап 2. Микронавигация

Целью методов микронавигации, также как и методов

автофокусировки, является оценка траекторных нестабильностей и флуктуаций среды распространения сигнала. Разница между ними состоит в величине оцениваемых отклонений: алгоритмы микронавигации должны компенсировать бóльшие (порядка нескольких единиц или десятков длин волн λ) возмущения, чем автофокусировка (в пределах одной λ).

Термин «микронавигация» возник при описании интеграции метода избыточных фазовых центров (*redundant phase centres* – RPC) (ссылки можно найти в [9]) с бортовой навигационной системой АНПА. Поэтому другой характерной особенностью методов микронавигации считается их способность работы в реальном времени и применимость для уточнения (до сантиметров) навигационных параметров в контуре прецизионного управления автономного подводного аппарата.

С точки зрения теории обратных некорректных задач новая неисследованная проблема решения (2) интегрального уравнения (1) состоит в существенной неопределенности носителя ядра этого интегрального уравнения, иначе говоря, сильного искажения формы пятна размытия точечного отражателя. С этой точки зрения если методы микронавигации призваны исправить носитель ядра (грубое уточнение), то методы автофокусировки точно оценивают сами значения ядра.

Ниже приводится описание наиболее популярного, упомянутого выше метода микронавигации – метода смещенных/избыточных фазовых центров – RPC [8] (рис. 3).

Алгоритм RPC состоит из следующих основных этапов.

1. Выбор пересекающихся пар ФЦА для соседних отсчетов. В случае если между отсчетами есть сдвиг δx, то сигналы пересекающихся ФЦА имеют вид:

$$s_n[p] = s_{n+1}\left[p + 2\frac{\delta x}{dx}\right],$$

где s_n – сигнал, принятый на n-ом u-отсчете, аргумент p – номер ячейки по координате x в массиве принятых данных, dx – размер элемента разрешения по дальности.

2. Поиск максимума корреляционной функции для пересекающихся ФЦА, его аргумент будет соответствовать сдвигу δx.

3. Усреднение сдвига по пересекающимся парам ФЦА. При наличии больших угловых отклонений линейки приемников применение грубой коррекции сдвигов может привести к внесению дополнительных ошибок. Для того чтобы этого избежать, применяется «алгоритм корреляции лучей» (*Beam-to-Beam Correlation*) [8]. В данном алгоритме предполагается, что для каждой пары соседних u-отсчетов в область озвучивания попадает по крайней мере один яркий отражатель, выделяющийся на фоне шумов.

Алгоритм корреляции лучей состоит из следующих шагов.

1. Выбор соседних u-отсчетов. Строгое пересечение ФЦА не требуется.

2. Для каждого из выбранных отсчетов по всем восьми каналам строится матрица лучей $\{s_{\theta t}: \theta = \theta_{min}, \theta_{min}+d\theta,..., \theta_{max}; t = t_0, t_1,..., t_K\}$, моделирующая по-

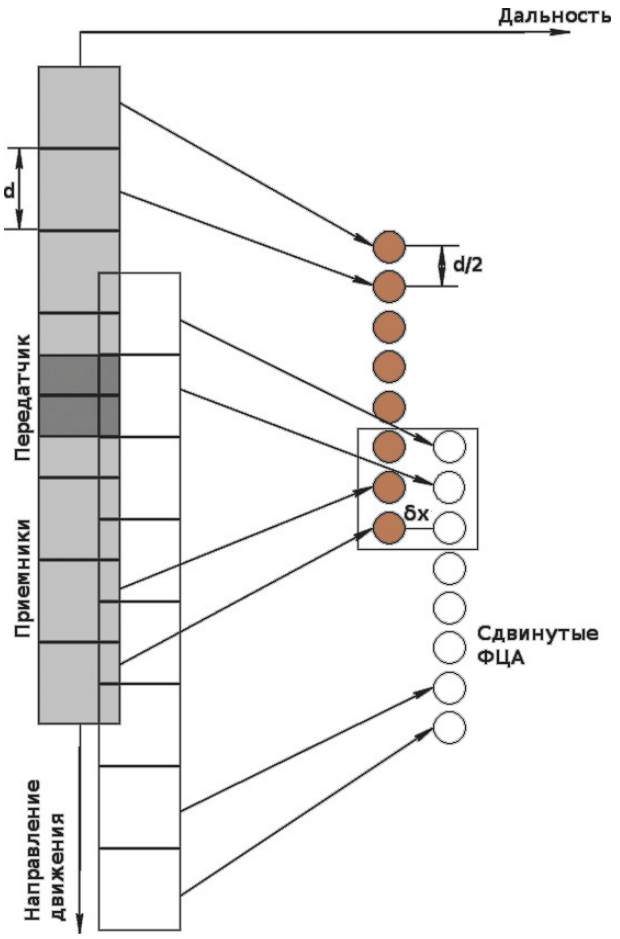


Рис. 3. Метод избыточных фазовых центров – RPC

ворот линейки приемников на угол θ. Поворот линейки приемной антенны рассматривается как временная задержка при получении сигнала:

$$s_{\theta t} = \sum_{m=1}^{8} s_m(t - \Delta_m \sin(\theta/2), u),$$

где Δ_m – известное расстояние между ФЦА передатчика и ФЦА m-го приемника.

3. Для полученных матриц выполняется операция корреляции по θ, максимум корреляционной функции соответствует относительному углу поворота между двумя линейками.

4. Для того чтобы определить угол поворота линейки относительно траектории, из полученного значения вычитается разница в направлении вектора на отражатель от каждой из линеек в предположении, что $\theta = 0$. В случае больших расстояний и малых углов его можно примерно оценить как (рис. 4):

$$\alpha_1 + \alpha_2 \approx \frac{\Delta_u}{r_0} \rightarrow \theta \approx \theta_{peak} - \frac{\Delta_u}{r_0}.$$

Описанный метод оценивает лишь относительные углы поворота между соседними u-отсчетами. Для корректного его применения необходимо определить значение поворота в точке начала интервала синтезирования. Для этого в [8] предлагается следующий алгоритм. Предполагается, что величина сдвига на интервале синтезирования имеет среднее значение, равное нулю.

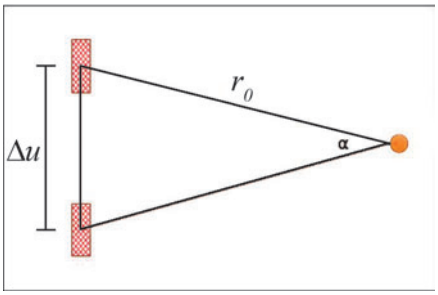


Рис. 4. Наблюдение точки цели при идеальных положениях антенны ГБО

1. Применяется алгоритм корреляции лучей с предположением, что угол поворота в начальной точке равен нулю.

2. Для каждого канала в изображение вносятся фазовые сдвиги, соответствующие определенным на шаге 1 углам поворота.

3. Применяется алгоритм RPC, вычисляется средний сдвиг на участке, по этому среднему сдвигу определяется общий угол поворота

4. Повторяется шаг 1 с учетом определенного на шаге 3 угла в начальной точке интервала синтезирования.

Этап 3. Автофокусировка

В пространственно-частотной области модель расфокусировки ЭЛИ при синтезировании ГБО имеет вид [9]:

$$\tilde{S}(\omega, u) \approx$$
$$S(\omega, u)\exp(j2k\,X(u)\cos(\theta(u))) =$$
$$= S(\omega, u)\exp(j\varphi(u)).$$

Здесь S (ω, u) – преобразованный в частотную область по переменной t идеальный (т.е. сфокусированный) сигнал $s(t, u)$ (2); $X(u)$ – сдвиг вектора u-отсчета по боковой координате x, u – продольная координата (рис. 1); $\theta(u)$ – угол наблюдения точки фокусировки, отсчитываемый от направления оси Ox; k – волновое число; $\varphi(u)$ – искомая фазовая поправка, оценка которой позволит восстановить (сфокусировать) изображение $s(t, u)$.

Известно достаточно много методов автофокусировки, их подробный обзор приведен в работе [9]. Перечислим основные идеи, на которых основаны эти методы.

1. Аналогично методу RPC для оценки $X(u)$ можно использовать корреляцию u-отсчетов $s(t, u)$ при разных u.

2. Используется оценка приращения фазы $\Delta\varphi(u)$ для каждого u с его дальнейшим интегрированием (фазоградиентные методы (*phase gradient autofocus* – PGA) и его многочисленные вариации, в частности, описываемый ниже *stripmap phase gradient autofocus* – SPGA.

3. Оценка функции $\varphi(u)$ может быть произведена методами глобальной нелинейной функциональной оптимизации.

4. Используется оценка второй производной $\varphi''(u)$ с ее дальнейшим двойным интегрированием (методы: *phase curvature autofocus* – PCA, разбиение на подапертуры, оценка сдвига доплеровской частоты).

Рассмотрим представленный в работе [9] весьма перспективный алгоритм автофокусировки SPGA. Алгоритм состоит из следующих этапов.

1. На заданном участке предварительно восстановленного по алгоритму (2) изображения $\tilde{f}\tilde{f}(x,y)$ производится выбор n ярких целей, по возможности отделенных друг от друга.

2. Вокруг выбранных целей выделяются фрагменты $\tilde{f}\tilde{f}_i(x,y)$.

3. Осуществляется преобразование Фурье фрагментов: $\tilde{F}_i(k_x, k_y)$, где k_x, k_y – частотные переменные.

4. Вычисление истинных координат целей (x_i, y_i) посредством оценки среднего доплеровского сдвига.

5. Фазовый сдвиг ярких участков (так, чтобы точки найденных целей были в нуле по переменной k_y).

6. Координатное преобразование и переход к координатам (k_x, u): ($k_y = k_x(y_i - u) / x_i$).

7. Оценка фазовых приращений $\Delta\varphi$ (u) по методу максимального правдоподобия для всех целей и усреднение результата.

8. Интегрирование приращений и получение оценки $\varphi(u)$.

9. Оценка функции траекторного сдвига $X(u)$.

10. Внесение поправок в исходный сигнал, построение изображения (2) и переход на шаг 1.

Особенностью алгоритма SPGA является использование минимального числа ограничений в модели. При этом традиционные алгоритмы автофокусировки (PGA, mPGA, PCA) могут быть получены из SPGA путем введения дополнительных ограничений.

При выборе целей необходимо обеспечить полное покрытие апертуры, иначе точность автофокусировки будет снижена. В [9] предлагается использовать фиксированное количество выбираемых точек, порядка 100–1000 точек для изображения 50 на 50 метров. При выборе точек в первую очередь необходимо выбирать те, у которых достаточно высокое соотношение сигнала к когерентному шуму. Также для улучшения качества автофокусировки рекомендуется выбирать разнесенные друг от друга цели, чтобы гарантировать, что они не являются разными частями одного и того же объекта.

Недостаточное количество выбранных точек может привести к ухудшению точности автофокусировки, однако здесь необходимо учитывать увеличение вычислительной сложности. Зависимость вычислительной сложности алгоритма от количества выбранных точек не так очевидна, как может показаться на первый взгляд. Так, выбор большего количества точек может ускорить сходимость алгоритма и тем самым уменьшить вычислительные затраты.

На этапе 2 алгоритма выделяются области вокруг выбранных точек с помощью оконных функций. В случае, если в окно попадут несколько ярких точек, точность автофокусировки снизится, поэтому с каждой итерацией алгоритма размер окна уменьшается. Выбор размера окна очень важен для работы алгоритма, т.к. при недостаточном размере окна будет задействована лишь часть расфокусированного изображения, что приведет к потере точности. В алгоритме SPGA ширина окна выбирается таким образом, чтобы оценка положения цели была возможна с помощью доплеровского центроида [9].

Алгоритм оценки малых траекторных нестабильностей

Здесь описывается алгоритм автофокусировки, разработанный в ИММ УрО РАН, который основан на методе наименьших квадратов. Прототип этого алгоритма ранее [6] хорошо себя зарекомендовал в модельных экспериментах. В отличие от прежней версии в новом алгоритме наряду со сдвигом δx (u) оценивается угол α (u) поворота антенны ГБО (см. рис. 2). Алгоритм может быть встроен в метод SPGA и, возможно, повысит общую точность оценки траекторных нестабильностей.

Рассмотрим интервал синтезирования, где расположен ФЦА суммарной приемной антенны в «нулевом» положении ($u = 0$) относительно точки фокусировки (x_0, y_0) ($x_0 = k_0 \cdot dx$, $y_0 = i_0 \cdot dy$), как показано на рис. 2. Предлагаемый метод автофокусировки основан на сравнении двух сигналов от одной и той же точки (x_0, y_0), соответствующих двум положениям приемной антенны в точках i_0 и $i_1 = i_0 + \Delta i$ (рис. 2). Ниже для краткости эти положения будем обозначать как i_0-линейка и i_1-линейка. В качестве исходных сигналов от этих линеек выступают величины:

$$\bar{s}_0 = \sum_{m=1}^{8} a_{i_0 k_0 m}, \quad \bar{s}_{10} = \sum_{m=1}^{8} a_{i_1 k_1 m},$$

где

$$a_{i_0 k_0 m} = s_{i_0 k_0 m} \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda} \sqrt{x_0^2 + (m-4)^2 d^2} \right),$$

$$a_{i_1 k_1 m} = s_{i_1 k_1 m} \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda} \sqrt{x_0^2 + (\Delta i dy + (m-4)d)^2} \right).$$

Предполагается, что i_0-линейка не имеет сдвига и поворота, в то время как i_1-линейка повернута на угол α и сдвинута на величину δx, как показано на рис. 2. Тогда истинный сигнал $\bar{s}_1$ от i_1-линейки отличается от написанного выше сигнала $\bar{s}_{10}$, соответствующего идеальному положению линейки, и имеет вид ($\delta\varphi$ – фазовый сдвиг, вызванный сдвигом δx):

$$\bar{s}_1(\alpha, \delta\varphi) = \exp(j\delta\varphi) \cdot \bar{s}_{1\alpha},$$

$$\bar{s}_{1\alpha} = \sum_{m=1}^{8} a_{i_1 k_1 m} \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda} \alpha (m-4) d \right).$$

Предлагаемый алгоритм состоит из подбора угла α с помощью минимизации разницы модулей сигналов $\|\bar{s}_{1\alpha}\|$ и $\|\bar{s}_0\|$ ($\|z\|$ – модуль комплексного числа). Предполагается, что после подбора угла α модули сигналов практически совпадут, а сами сигналы будут отличаться только множителем $\exp(j\delta\varphi)$. Кроме подбора угла α и сдвига δx в алгоритм встроена проверка двух условий, обусловленных тем, что метод работает тем лучше, чем больше величина сигнала в точке фокусировки (x_0, y_0).

Алгоритм автофокусировки состоит из следующих шагов.

Шаг 1. Для заданного порога P и для точки (x_0, y_0) проверяются условия: $\|\bar{s}_0\| \geq P$ и $\|\bar{s}_{1\alpha}\| \geq P$.

Шаг 2. Выбирается угол α^* из условия $\alpha^* = \arg\min_{\alpha} \left| \|\bar{s}_{1\alpha}\| - \|\bar{s}_0\| \right|$.

Шаг 3. Для заданного порога ε и проверяется условие $\left| \|\bar{s}_{1\alpha}\| - \|\bar{s}_0\| \right| < \varepsilon$.

Шаг 4. Вычисляется фазовая поправка $\delta\varphi^*$ из условия минимизации функции $F(\delta\varphi)$:

$$F(\delta\varphi) = \left\| \sum_{m=1}^{8} \left(\exp(j\delta\varphi)(x_m^1 + jY_m^1) - a_{i_0 k_0 m} \right) \right\|^2 .$$

В результате минимизации $F(\delta\varphi)$ находим поправку $\delta\varphi^* = arctg(-\frac{q}{p})$,

где

$$p = \left(\sum_{m=1}^{8} X_m^0\right)\left(\sum_{m=1}^{8} X_m^1\right) + \left(\sum_{m=1}^{8} Y_m^0\right)\left(\sum_{m=1}^{8} Y_m^1\right),$$

$$q = \left(\sum_{m=1}^{8} X_m^0\right)\left(\sum_{m=1}^{8} Y_m^1\right) - \left(\sum_{m=1}^{8} Y_m^0\right)\left(\sum_{m=1}^{8} X_m^1\right),$$

символами X и Y с индексами обозначены действительные и мнимые части комплексных чисел:

$$a_{i_0 k_0 m} = X_m^0 + jY_m^0,$$

$$a_{i_1 k_1 m} \exp(j\frac{4\pi}{\lambda}\alpha^*(m-4)d) = X_m^1 + jY_m^1.$$

Шаг 5. После определения поправок применение алгоритма синтезирования (3) для точки фокусировки (x_0, y_0) осуществляется следующим образом.

1. Определяем длину L интервала синтезирования на дальности x_0: $L = \gamma \cdot (x_0 - x_{min}) \cdot \Theta$, где $x_{min} = D / 2 \cdot tg(\pi / 2 - \Theta / 2)$, $\gamma = 0{,}6 \div 0{,}8$, $D = 8d$ – суммарная апертура приемной антенны, состоящая из восьми ячеек размером d, Θ – ширина диаграммы направленности одной приемной ячейки.

2. Вычисляем значение синтезированного изображения в точке (x_0, y_0) с учетом найденных поправок:

$$I(x_0, y_0) = \sum_{l} \sum_{m=1}^{8} \left(s_{(i_0+\Delta i_l, k(\Delta i_l))} \exp(j\frac{4\pi}{\lambda}(r_{lm} + \alpha^*(m-4)d) + j\delta\varphi_l^*) \right),$$

где

$$r_{lm} = \sqrt{(k_0 \cdot dx)^2 + (\Delta i_l \cdot dy + (m-4)d)^2},$$

$$k(\Delta i_l) = \left[\frac{1}{dx} \sqrt{(k_0 \cdot dx)^2 + (\Delta i_l \cdot dy)^2} \right],$$

и внешнее суммирование проводится по всем строкам интервала синтезирования (l – индекс строки), Δi_l – смещение (задается в дискретах по оси y) l-й строки относительно центра, $\delta\varphi_l^*$ – фазовая поправка (см. выше), [·] – операция округления. Для «нулевой» строки полагаем $\Delta i_0 = 0$, $\delta\varphi_0^* = 0$.

Алгоритм был успешно опробован на модельных данных и подтвердил свою работоспособность при наличии траекторных отклонений в пределах одной длины волны λ.

Моделирующий программный комплекс «Sonar Imaging»

Опишем разработанный программный комплекс «Sonar Imaging», предназначенный для моделирования траекторных эхо-сигналов многоканального ГБО и исследования алгоритмов синтезирования апертуры. В программном комплексе реализованы следующие функции:

1. Моделирование поля отражения $ff(x, y)$ (сцена).

2. Моделирование отраженного ЛЧМ-сигнала многоканального ГБО $e_m(t, u)$ (формула (1)) с учетом траекторных нестабильностей.

3. Реализованы следующие этапы обработки траекторного сигнала $e_m(t, u)$:

– ЛЧМ-сжатие;

– построение комплексной огибающей сигнала и демодуляция;

– получение данных о траектории с использованием методов микронавигации;

– автофокусировка;

– синтезирование.

4. Визуализация исходных данных и результатов обработки и управление визуализацией.

5. Обработка реальных данных.

Для реализации комплекса был выбран язык программирования C++ с использованием открытой кросс-платформенной библиотеки Qt [11], разрабатываемой фирмой Digia, для построения пользовательского интерфейса, и открытой библиотеки FFTW [12] для быстрого преобразования Фурье.

Программа состоит из следующих компонентов (рис. 5):

- GUI – набор классов пользовательского интерфейса, а также классы, отвечающие за визуализацию.
- Sonar – класс, моделирующий работу ГБО, содержит информацию о моделируемом устройстве (ширина диаграммы направленности, частота посылки, частота дискретизации, количество каналов), отправляемом сигнале, траектории движения носителя, исследуемой сцене, а также набор массивов принятых и обработанных данных.
- Signal – класс, содержащий информацию о сигнале (несущая частота, длительность импульса, ширина полосы ЛЧМ).
- Path – класс, содержащий информацию о положении и угле поворота носителя в момент каждой посылки.
- Scene – класс, содержащий информацию о сцене.
- Reflector – класс, содержащий информацию о единичном отражателе (положение, яркость).
- Portrait – базовый класс для двумерных массивов данных и их обработки, от него произведены три класса-наследника:

– SignalPortrait – класс для хранения и обработки целочисленных данных.

– HydroPortrait – класс для хранения и обработки комплекснозначных данных.

– FourierPortrait – класс для хранения и обработки фурье-спектров.

• Transform – класс, содержащий статические методы для преобразования одномерных массивов данных:

– Fourier – метод для прямого и обратного преобразования Фурье.

– Hilbert – метод для построения комплексной огибающей с помощью преобразования Гильберта.

– Demodulation – метод для удаления несущей частоты.

– XCorr – метод для кросскорреляции двух массивов.

• Compensation – класс, содержащий методы микронавигации:

– RPC – метод, реализующий алгоритм RPC для определения сдвигов носителя.

– BeamToBeam – метод, реализующий алгоритм Beam-to-Beam Corellation для определения поворотов носителя.

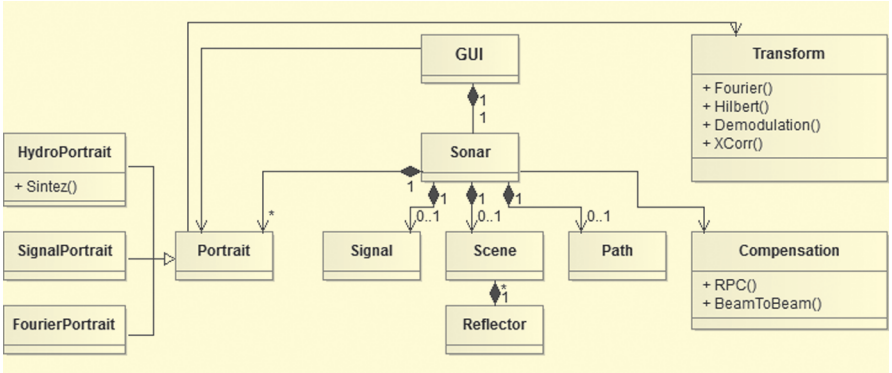


Рис. 5. Архитектура программного комплекса «Sonar Imaging»

Результаты численных экспериментов

Приведем результаты численного моделирования траекторного сигнала многоканального НЧ ГБО и результаты обработки модельного сигнала с целью синтезирования апертуры антенны. Параметры модели соответствуют параметрам макетного образца многофункционального комплекса «Синтез».

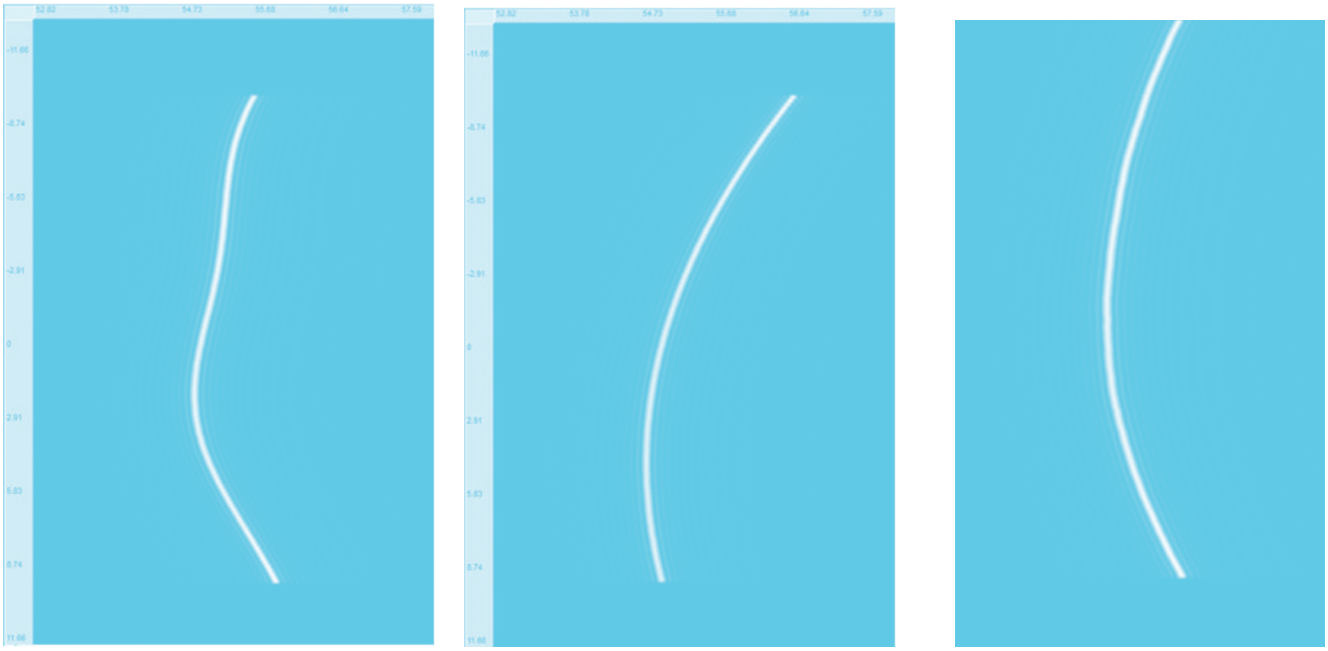
На данный момент в моделирующем комплексе «Sonar Imaging» реализовано три вида траекторных искажений:

• движение по синусоиде с заданными амплитудой и периодом;

• движение «лесенкой» с мгновенными сдвигами носителя по оси Ox с заданной амплитудой, моделирующее кратковременные сносы;

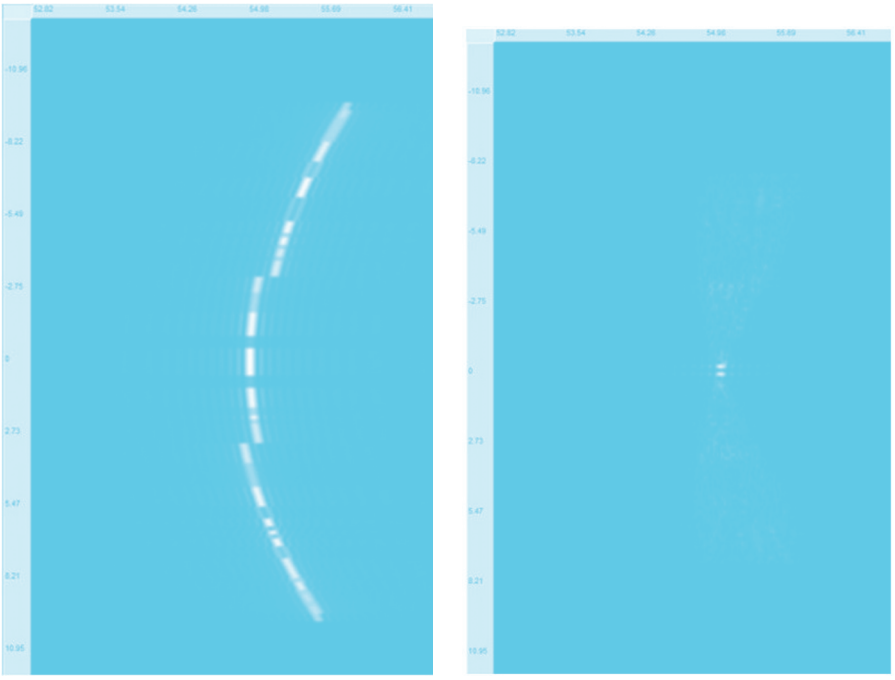
• движение с нарастающим сдвигом аппарата вдоль оси Ox, моделирующее постоянный снос, например, под воздействием течения.

В дальнейшем планируется реализовать возможность совмещения этих вариантов для создания более сложных траекторий.



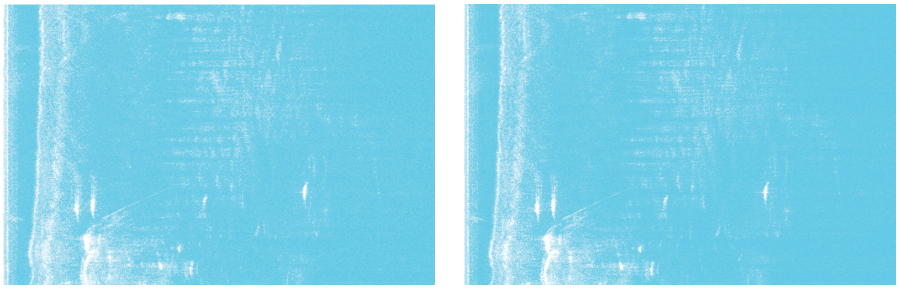
а *б* *в*

Рис. 6. Выправление формы пятна размытия точечного отражателя с помощью метода микронавигации: а – траекторное возмущение вида «синусоида»; б – постоянный боковой снос; в – результат выправления формы пятна размытия после применения алгоритма микронавигации RPC



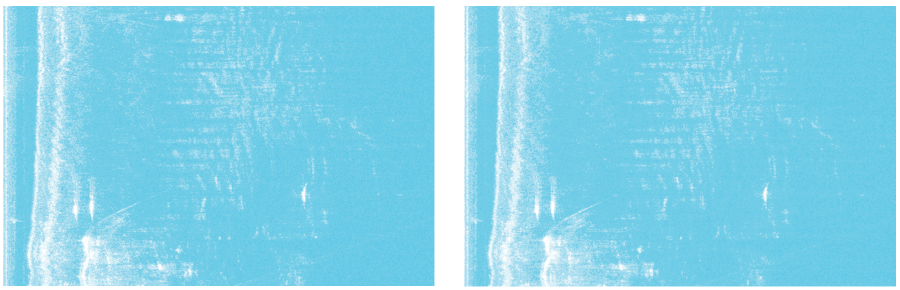
а *б*

Рис. 7. Результат модельного синтезирования апертуры при траекторном искажении типа «ступенька»: а – первичное ГБО-изображение двух близко расположенных точечных отражателей; б – синтезированное изображение этих отражателей. Дальность до отражателей 55 м, расстояние между ними 0,3 м



а *б*

Рис. 8. Использование реальных данных для межстрочного синтезирования одного канала: а – фрагмент исходного (после ЛЧМ-сжатия) ГБО-изображения одного (первого) канала; б – результат синфазного суммирования пяти соседних строк исходного изображения первого канала, в котором помимо общего уменьшения шума также наблюдается на мелких объектах эффект «фокусировки»



а *б*

Рис. 9. Использование реальных данных для синтезирования между каналами: а – фрагмент поэлементного синфазного суммирования исходных ГБО-изображений восьми каналов; б – результат динамической «перефокусировки по дальности» восьми каналов. Здесь на малых дальностях заметен эффект «фокусировки» на мелких ярких объектах

Моделирование траекторного сигнала проводилось при следующих характеристиках траекторных нестабильностей:

- угловое положение носителя задано с точностью не хуже 0,5°;
- относительная ошибка по скорости носителя не более 1%.

Было проведено моделирование на сценах с единичным точечным отражателем и двумя точечными отражателями, расположенными на расстоянии 0,15 м друг от друга вдоль направления движения. Дальность до отражателя составляет 55 м, скорость движения – 1 м/с, период посылки – 150 мс. Траекторные нестабильности характеризуются следующими параметрами: движение по синусоиде имеет амплитуду 0,1 м и пространственный период 10 м, движение с постоянным сносом происходит под углом 5° по отношению к прямой траектории, движение «лесенкой» имеет на интервале синтезирования два сдвига по 0,15 м каждый. При таких параметрах удалось восстановить траекторию, провести синтезирование и получить изображение с разрешением не менее 0,3 м вдоль траектории движения и 0,15 м по дальности.

Результаты моделирования иллюстрируются на рис. 6, 7.

Аппаратно-программный комплекс «Синтез»

Описанные в [4] численные эксперименты над реальными данными подтвердили наличие «межстрочной» полезной фазовой информации как между каналами в одной посылке, так и между соседними строками одного канала. Этот факт явился хорошим стимулом для дальнейшей разработки алгоритма синтезирования. Рисунки 8 и 9 поясняют содержание и результаты экспериментов.

Для улучшения характеристик комплекса он был модифицирован. Изменениям подверглась платформа с размещенными на ней антеннами, конструктивно обеспечено более устойчивое движение носителя при малых скоростях буксировки, изменена конфигурация и схема соединения пьезоэлементов в передающей антенне. Последнее обеспечило более точное согласование формы диаграмм направленности (ДН) передающей антенны и ДН каждой из ячеек приемной антенны. Взаимное положение приемной и передающей антенн было изменено и достигнута более строгая симметрия положения активной части передающей антенны относительно фазового центра антенны приемной. Введены узлы оперативной регулировки углов наклона обеих антенн в вертикальной плоскости, что позволило более точно совместить в пространстве зону облучения и зону максимума чувствительности в режиме приема. В многоканальном приемном тракте увеличен динамический диапазон. Изменения в программном обеспечении комплекса позволили повысить устойчивость работы цифровых узлов, что обеспечило сбор многоканальных данных, их пересылку и накопление на скоростях до 5,86 Мб/с. На рис. 10 представлен внешний вид буксируемого устройства с модифицированным макетом антенной платформы.

Для совершенствования приемной антенны было проведено исследование фазовых характеристик ее ячеек в рабочем диапазоне азимутальных углов приема. Необходимость адекватного измерения взаимных фазовых соотношений по каналам потребовала соблюдения ряда условий. Ввиду практической невозможности выполнять измерения в поле плоского волнового фронта измерения в испытательном бассейне проводились с акустическим излучателем, формирующим сферический фронт, близкий к идеальному, что достигалось следующим образом:

а) излучатель был изготовлен на базе сферического пьезоэлемента, размер которого $d_И$ = 15 мм не превышал длины волны λ (в воде для частоты 80 кГц $\lambda \approx 19$ мм);

б) расстояние от излучателя до середины приемной антенны L было установлено равным 2,53 м, при этом любая ячейка приемной антенны заведомо находилась в дальней зоне поля излучателя (зоне дифракции Фраунгофера $2 \cdot d_и^2 / \lambda \approx 0{,}05\ м << L$).

Исследования производились в измерительном бассейне при строгом соблюдении режима свободного пространства: $c \cdot \tau \le R_{бас}$, где $R_{бас}$ – расстояние от излучателя, приемной антенны (или трассы между ними) до любой стенки, поверхности или дна бассейна, с – скорость звука, τ – длительность излучаемых посылок. Период повторения измерительных зондирующих посылок устанавливался таким, чтобы к моменту излучения очередной посылки реверберация от предыдущей полностью затухала. Этим исключалось влияние на результат измерений эффектов многолучевости и интерференции. Длина L трассы излучатель – приемная антенна также должна удовлетворять условию дифракции Фраунгофера для каждой *отдельно взятой* ячейки приемной антенны $2 \cdot d_я^2 / \lambda = 0{,}61\ м < L$ (для *полного* размера приемной антенны d_N это условие не выполняется, т.к. $2 \cdot d_n^2 / \lambda \approx 3{,}9\ м > L$, однако

Рис. 10. Внешний вид буксируемого устройства с модифицированным макетом антенной платформы

при исследовании фазовых задержек между *отдельно взятыми* ячейками это несущественно).

На рис. 11 представлены графики разностей фаз между выходными сигналами 1-й и 2-й, 1-й и 3-й,..., 1-й и 8-й ячеек приемной антенны. Номера пар ячеек отмечены по горизонтальной оси, значения разности фаз (в радианах) отложены по вертикальной оси. Прямые измерения сделаны для 8 значений угла поворота приемной антенны от 0° до 7° (в одну сторону) и нанесены на координатную плоскость в виде 8 сплошных черных кривых. Кривизна графиков обусловлена в первую очередь сферичностью волнового фронта от измерительного излучателя.

На рис. 12 представлены графики этих же разностей фаз, полученные в результате «спрямления» волнового

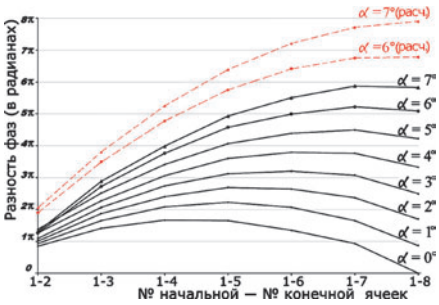


Рис. 11. Разности фаз между выходными сигналами 1-й и 2-й, 1-й и 3-й,..., 1-й и 8-й ячеек приемной антенны. Фронт падающей волны – сферический

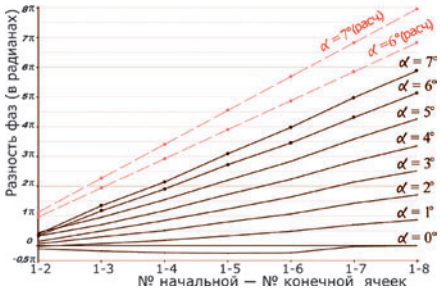


Рис. 12. Разности фаз, полученные в результате «спрямления» волнового фронта путем соответствующего пересчета хода лучей

фронта путем соответствующего пересчета хода лучей. В первом приближении графическое представление результата пересчета сферического фронта в плоский кажется тривиальным. Действительно, для эквидистантной линейной многоканальной антенны графики для всех углов ее поворота относительно плоского волнового фронта должны представлять собой прямые линии, сходящиеся в одну точку на оси абсцисс. В целом такая тенденция и прослеживается, при этом отклонения от линейности можно объяснить погрешностями измерений.

Как видно из рис. 11, 12, расхождение модельных (красные пунктирные линии) и экспериментальных (черные сплошные линии) результатов весьма велико. Например, при $\alpha = 7$ фаза на 8-й ячейке в реальности отстает от фазы на 1-й ячейке не на 8π, как этого требует теория, а всего на $5{,}9\pi$. Для простоты показаны лишь графики, промоделированные для углов поворота антенны $\alpha = 6^\circ$ и 7°.

Анализ результатов измерений и их сравнение с результатами моделирования показывает наличие в поведении фазы как случайной, так и систематической составляющей. Случайную составляющую, связанную преимущественно с погрешностями измерений, можно уменьшить путем совершенствования измерительного стенда и его юстировки. Для уменьшения систематической составляющей в расхождении модели с экспериментом требуются изменения в конструкции антенны.

На основе сказанного можно сделать следующий практический вывод. Учитывая почти линейную зависимость в поведении фазовых задержек на приемных ячейках многоканальной антенны целесообразно ввести в расчеты по синтезированию поправочный коэффициент к геометрическим параметрам реальной приемной антенны.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проведенных исследований с использованием программного комплекса «Sonar Imaging» и программно-аппаратного комплекса «Синтез» дают оптимистические оценки для создания многоканального ГБО с синтезированной апертурой. В работе выполнен полный цикл моделирования траекторного сигнала, позволяющий с учетом особенностей носителя ГБО и внешней среды получить синтезированные гидролокационные изображения высокого разрешения. В алгоритме синтезирования апертуры ГБО реализованы операции предварительной обработки, микронавигации и автофокусировки, устойчивые по отношению к определенному классу траекторных нестабильностей. Все составляющие алгоритма прошли апробацию на модельных данных и подтвердили ожидаемые характеристики синтезированного изображения. Вместе с тем проведенные сравнения модельных и экспериментальных данных в отношении взаимных фаз отдельных ячеек приемной антенны показали их значительное расхождение, что свидетельствует о необходимости коррекции результатов моделирования, используя геометрические пропорции реальной антенны и антенны, закладываемой в процедуру синтезирования. В качестве перспективных направлений исследований следует отметить:

- развитие модели формирования траекторного сигнала в части построения и программной реализации траекторных нестабильностей, навигационных и динамических ошибок;
- исследование методов и разработка алгоритмов распознавания синтезированных ГБО-изображений: требуется создание устойчивых и эффективных специализированных алгоритмов обнаружения и локализации (точечных, линейных и площадных) объектов на синтезированных изображениях;
- разработка антенной системы с увеличением числа каналов приемного тракта при снижении фазовых погрешностей, обусловленных ее конструктивными особенностями;
- разработка средств, позволяющих перенести процедуры вторичной обработки с программного уровня на уровень первичной обработки в сигнальном процессоре.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке интеграционных проектов УрО, СО, ДВО РАН № 12-С-1-1001, № 12-II-УО-03-006.

ЛИТЕРАТУРА

1. Агеев М.Д., Киселев Л.В., Матвиенко Ю.В. и др. Автономные подводные роботы: системы и технологии / под общ. ред. А.Д. Агеева. М.: Наука, 2005. 400 с.

2. Золотарев В.В. Гидролокаторы с синтезированной апертурой для автономного подводного робота // Подводные исследования и робототехника. 2007. № 1(3). С. 12–20.

3. Костоусов В.Б., Костоусов А.В. Моделирование ГБО с синтезированной апертурой // Подводные исследования и робототехника. 2008. № 2(6). С. 16–29.

4. Агафонов И.Б., Золотарев В.В., Мадисон Е.А. Анализ применимости первичных гидролокационных данных для синтезирования апертуры антенн // Подводные исследования и робототехника. 2011. № 1(11). С. 32–40.

5. Агеев А.Л., Костоусов В.Б., Агафонов И.Б., Золотарев В.В. Моделирование и обработка траекторного сигнала гидролокатора с синтезированной апертурой // Материалы Третьей Всерос. науч.-техн. конф. «Технические проблемы освоения Мирового океана». Владивосток: Дальнаука, 2009. С. 351–355.

6. Агеев А.Л., Игумнов Г.А., Костоусов В.Б., Агафонов И.Б., Золотарев В.В. Обработка траекторного сигнала многоканального ГБО с целью синтезирования апертуры // Материалы Четвертой Всерос. науч.-техн. конф. «Технические проблемы освоения Мирового океана». Владивосток: Дальнаука, 2011. С. 322–326.

7. Hansen R.E. Introduction to Synthetic Aperture Sonar, Sonar Systems / Ed. Prof. N. Kolev // Tech. 2011. ISBN 978-953-307-345-3. [Electronic resource]. URL: http://www.intechopen.com/books/sonarsystems/introduction-to-synthetic-aperture-sonar

8.Bonifant W.W. Interferometric synthetic aperture sonar processing: a thesis presented to The Academic Faculty In Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree Master of Science in Electrical Engineering. Georgia Institute of Technology, 1999.

9. Callow H.J. Signal Processing for Synthetic Aperture Sonar Image Enhancement: a thesis presented for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical and Electronic Engineering at the Univ. of Canterburry. Christchurch, New Zealand, 2003.

10. Matlab Documentation Center. URL: http://www.mathworks.com.

11. Qt Project. URL: http://qt-project.org.

12. FFTW. URL: http://www.fftw.org.