



## СОДЕРЖАНИЕ

### Статьи

<i>Клячкин В.И.</i> Оценивание неизвестных статистических параметров гидродинамических потоков несжимаемой жидкости, создаваемых движущимся сторонним источником .....	4
<i>Белов Б.П., Семенов Н.Н., Миронов И.В.</i> Цифровое формирование характеристики направленности гидроакустической антенны гидролокатора подводного робота во временной области .....	32
<i>Боженев Ю.А.</i> Использование автономных необитаемых подводных аппаратов для исследования Арктики и Антарктики .....	47
<i>Романенко Е.В., Пушков С.Г.</i> Об одном методе расчета гидродинамических характеристик крыла при нестационарном движении .....	69
<i>Разумеенко Ю.В., Юссеф М.Ю.</i> Теоретическое и экспериментальное обоснование повышения мореходности быстроходных катеров на основе принципа нейтрализации волновых нагрузок .....	81
<b>Из истории науки</b>	
<i>Готман А.Ш.</i> 200 лет со дня рождения Вильяма Фруда .....	88
<b>Поздравляем!</b> .....	97
<b>Хроника</b> .....	99
Правила представления материалов в редакцию.....	103

# CONTENTS

## Articles

- Klyachkin V.I.* The Estimation of Unknown Statistical Parameters of Hydrodynamic Flow of an Incompressible Liquid, Created by Moving Outside Source ..... 4

On the basis of the use of hydrodynamic equations to incompressible liquid, reduced to non-dimensional form within the framework of similarity law, probabilistic structure of the field is constructed and researched as the basis of the decision of the problem of the non-dimensional parameter estimation of the flow, created by moving outside source, as well as for estimation of the source proper parameters and parameters of the statistical field propagation channel. The analytical form of the likelihood ratio is found and algorithms of the unknown information parameter estimation as the object of the statistical inverse problem solving are formed..

**Key words:** hydrodynamics, flow, moving source, propagation channel, plausibility ratio, inverse problem.

- Belov B.P., Simenov N.N., Mironov I.V.* Digital Underwater Robot Sonar Antenna Beamforming in Time Domain ..... 32

Hydroacoustic data processing is being performed in time or spectral domain, the spectral domain processing is wider spread. In any case, antenna devices beamforming and input signals processing algorithms modeling must be performed. There are two possible approaches to the algorithms working out. The first is to process the signals on the outputs of the antenna channels and then calculate and simulate signals and noise on the antenna channels outputs in accordance with the calculated beam pattern of the channels and given source distribution and signals and noise parameters. The second is to generate signals and noise in the array elements, obtaining processes with the properties given on the item level on the channel outputs, and the total signal processing in time domain. The formulas of signals and noise for mobile underwater robot antenna are cited.

**Key words:** directivity, sonar, modeling of noise and signals, time domain, frequency domain, sonar channel formation.

- Bozhenov J.A.* Use of the Autonomous Underwater Vehicles for the Arctic and Antarctic Regions Exploration ..... 47

Polar marine research is a key to understanding of processes of the sea ecosystem and the Earth climate change. They are also of a great economic and defense importance. However, vast ice covers and ice thickness make it difficult to carry out research in such regions. Autonomous underwater vehicles (AUVs) are able to provide essential help in conducting this research. The paper deals with: the overview of development, role and technical capabilities of AUVs, used for marine research in ice environments.

**Key words:** Polar Regions, drifting ice, ice sheet, AUVs, sea researches, navigation, payload, equipment characteristics, risks.

<i>Romanenko E.V., Pushkov S.G. On the Method of the Wing Hydrodynamic Characteristics Calculation at Non-Stationary Movement .....</i>	69
---	----

Approximate expressions of hydrodynamic forces were used to develop a mathematical model of the flat rigid wing with different shape and aspect ratio varying pitch-axes location and sufficiently large heaving and pitching amplitudes. A peculiarity of this model is the usage of the first-order aerodynamic derivatives coefficients and kinematic parameters. Formulas for the calculation of the thrust and efficiency were derived. The results of calculations are in good agreement with numerical solutions.

**Key words:** wing, thrust, power, efficiency, aerodynamic derivatives, mathematical model.

<i>Razumeenko Y.V., Yussef M.Y. Theoretical and experimental approach to seaworthiness increase of high-speed boats on the basis of wave loadings neutralization .....</i>	81
--	----

Theoretical bases of essential seaworthiness increase and reduction of high-speed boats onboard rolling by application of wave loadings neutralizers are stated; wave loadings being the prime reason of rolling. It was proved experimentally that the most effective type of wave loadings neutralizer is wing profile lattices attached to the stern part of high-speed boats and that increased the attached weight – 2 times, and damping – 10 times. Comparative tests of the forced rolling of boats models in a seakeeping basin were conducted. They have confirmed high efficiency of the neutralizers in decreasing of boat onboard rolling. The structure of the left and right members of equation of boats onboard rolling with application of neutralizers is specified and their high efficiency in comparison with its traditional methods of rolling lessening was explained.

**Key words:** wave loadings neutralizers, wing profile lattices, specified structure of onboard rolling equation, model experiment.

УДК 681.883.022: 681.883.65

© Б.П. Белов, Н.Н. Семенов, И.В. Миронов, 2011

Санкт-Петербургский государственный морской технический университет  
nsemenoff@mail.ru

## **ЦИФРОВОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ГИДРОЛОКАТОРА ПОДВОДНОГО РОБОТА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ**

Обработка гидроакустической информации выполняется во временной или спектральной области, причем последняя распространена очень широко. В любом случае предусматривается формирование характеристик направленности антенных устройств и моделирование алгоритмов обработки входных сигналов. Возможны два подхода к обработке алгоритмов. Первый состоит в обработке сигналов по выходам каналов антенны, и тогда необходимо вычислять и имитировать сигналы и помехи на выходах каналов антенны в соответствии с расчетными характеристиками направленности каналов и заданным распределением источников и параметров сигналов и помех. Второй состоит в генерации сигналов и помех в элементах антенной решетки, получении на выходах каналов процессов со свойствами, заданными на уровне элементов, и обработке суммарных сигналов во временной области. Приводятся формулы сигналов и помех для антенны мобильного подводного робота.

Ключевые слова: направленность, гидроакустическая антенна, моделирование сигналов и помех, временная область, частотная область, формирование каналов антенны.

Формирование характеристик направленности антенны и последующая обработка процессов возможны как во временной, так и в спектральной области [1]. В большинстве случаев в корабельной гидроакустике применяется формирование характеристик направленности в спектральной области в значительной мере по причине уменьшения вычислительных затрат в многоканальных системах. Антенны гидролокаторов подводных роботов вследствие габаритных ограничений содержат небольшое, порядка 50, число элементов, соизмеримое и даже меньше числа формируемых пространственных каналов антенны. В таком случае вычислительные затраты обоих вариантов могут оказаться сопоставимыми и целесообразно учитывать особенности работы гидролокатора подводного маневрирующего робота.

Гидролокатор должен обнаруживать подводные объекты на фоне естественных и искусственных помех и сопровождать обнаруженный объект на расстоянии от 0.1 до 2–4 км и при этом маневрировать в соответствии с выполняемой миссией. В таких условиях сигналы и помехи существенно нестационарны и динамический диапазон ходовых помех может составлять 20–25 дБ, реверберационных помех – 70–80, полезного сигнала – до 90, искусственных помех – до 50 дБ. Одновременно в широких пределах могут изменяться взаимные корреляционные функции и спектры компонент помехи и суммарных помех, действующих на выходах элементов и каналов антенны. Вычисление корреляционных и спектральных матриц помех становится проблематичным с преобразованием Фурье на интервале, сопоставимом с длительностью цикла гидролокатора, что неизбежно дает некоторые усредненные спектральные амплитуды, отличные от текущих нестационарных.

При действии локальных искусственных помех необходимым элементом гидролокатора становится адаптивный компенсатор помех. Во многих случаях адаптивная компенсация помех рассматривается даже при стационарных помехах во временной области [2]. Также при невысоких отношениях сигнал/помеха согласованная фильтрация сложных сигналов представляется предпочтительнее во временной области.

Поэтому целью настоящей работы является оценка возможных вычислительных затрат при формировании характеристик направленности антенны гидролокатора подводного робота в случаях обработки сложных сигналов во временной и спектральной областях с учетом задач обнаружения, оценки параметров и дальнейшей обработки применительно к гидролокатору с адаптивным компенсатором помех. При исследовании алгоритмов обработки сигналов, что является важным этапом проектирования, необходимо генерировать мешающие воздействия на выходах каналов или элементов антенны. Параметры спектральных отсчетов помех на выходах каналов плоской антенной решетки могут быть определены с использованием программы [3]. Для моделирования обработки во временной области и определения параметров помех в полосе рабочих частот системы ниже предлагаются приближенные расчетные соотношения параметров помех на выходах элементов антенны по длительности цикла гидролокатора. При числе каналов антенны, близком к числу элементов, представляется предпочтительным имитировать процессы на выходах элементов, когда процессы на выходах каналов получаются весовым суммированием элементов.

### Структура приемного тракта гидролокатора

Структуры сопоставляемых вариантов обработки информации представлены на рис. 1 и 2. Адаптивный компенсатор помех строится с использованием сформированных рабочих и компенсационных пространственных каналов по алгоритму [2], чтобы избежать затратного вычисления и обращения нестационарных корреляционных матриц.

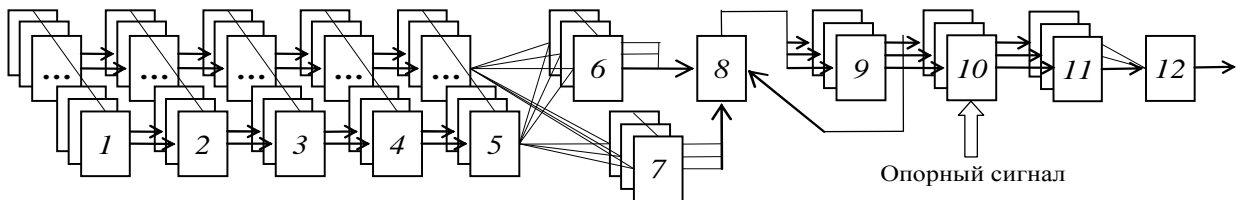


Рис. 1. Структура гидролокатора с обработкой во временной области.

1 – элементы антенны; 2 – предусилители с ФНЧ; 3 – АЦП; 4 – буфер; 5 – цифровая линия задержки (блок передискретизации и умножения на весовые множители); 6 – сумматор рабочих каналов; 7 – сумматор компенсационных каналов; 8 – блок адаптивной компенсации; 9 – адаптированные каналы; 10 – согласованные фильтры; 11 – каналы оценки параметров сигнала; 12 – классификатор.

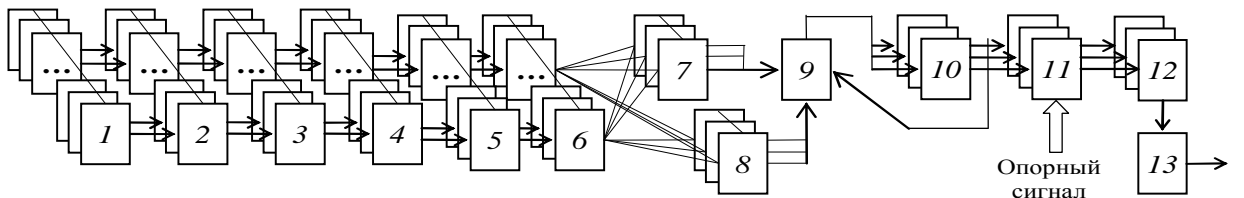


Рис. 2. Структура гидролокатора с обработкой в спектральной области.

1 – элементы антенны; 2 – предусилители с ФНЧ; 3 – АЦП; 4 – буфер; 5 – преобразователи БПФ; 6 – блок умножения на весовые коэффициенты; 7 – сумматор рабочих каналов; 8 – сумматор компенсационных каналов; 9 – блок адаптивной компенсации; 10 – адаптированные каналы; 11 – согласованные фильтры; 12 – каналы оценки параметров сигнала; 13 – классификатор.

Сигнал на рис. 1 и 2 с выходов элементов антенны попадает на предусилители с фильтрами нижней частоты, оцифровывается в блоках АЦП и попадает блок передискретизации перед сумматорами каналов. На рис. 2 (обработка в спектральной области) блок передискретизации состоит из блоков БПФ и блоков умножения на весовые коэффициенты. Если бы для построения каналов было достаточно задержки на целое число отсчетов сигнала для любого элемента антенны, никаких дополнительных вычислений не потребовалось бы. Но так как величина задержки нелинейно зависит от угла компенсации, в большинстве приложений задержки оказываются дробными, и возникает задача передискретизации сигнала на любое произвольно заданное время задержки.

Наиболее популярный способ передискретизации для формирования каналов – в спектральной области. Он подразумевает вычисление БПФ сигнала на выходах элементов с последующим умножением коэффициентов спектра на экспоненты, имитирующие временную задержку. Данный способ имеет несколько ограничений:

- полученный таким образом спектр теряет возможность восстановить сигнал во временной области после ОБПФ на границах между буферами и делает невозможным использовать данный способ без дополнительных преобразований для генерации потока данных по каналам во временной области для последующей обработки;

- введение временной задержки в виде угла поворота комплексного значения отсчетов дискретного спектра искажает сигнал, так как данные преобразования спектра дискретны. Особенно это заметно в случаях, когда частота узкополосного сигнала оказывается между двумя дискретными отсчетами частоты БПФ;

- при большом числе каналов (например, число элементов антенны порядка 50 и число пространственных каналов 30–60) необходимость двойного преобразования из временной области в частотную и обратно для каждого канала делает данный способ очень ресурсоемким как по количеству необходимой памяти, так и по количеству вычислений. К тому же данный способ практически не поддается независимой параллельной обработке.

Альтернативным способом передискретизации сигнала для формирования каналов фазированной антенной решетки является обработка во временной области. Для этого необходимо обеспечить введение заданной задержки для каждого элемента антенной решетки, зависящей от координаты центра элемента и угла компенсации. Из теоремы Котельникова следует, что по дискретным отсчетам сигнала, удовлетворяющего условию Найквиста, можно восстановить любое мгновенное значение сигнала, т.е.

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k \cdot \Delta) \frac{\sin(\pi / \Delta \cdot (t - k \cdot \Delta))}{(\pi / \Delta \cdot (t - k \cdot \Delta))}, \quad (1)$$

где  $\Delta$  – интервал дискретизации,  $s(t)$  – значение сигнала в момент времени  $t$ .

Практически данное преобразование может быть реализовано с помощью КИХ-фильтра со следующими коэффициентами [4]:

$$H_i = \frac{\sin(\pi \cdot (i - \tau / T))}{(\pi \cdot (i - \tau / T))}, \quad (2)$$

где  $T$  – интервал дискретизации,  $i$  – номер отсчета в буфере,  $\tau$  – требуемая задержка. Данный фильтр называется sinc-фильтром, так как его коэффициенты вычисляются с помощью функции  $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ . Но как следствие эффекта Гиббса при конечном числе коэффициентов фильтра передаточная характеристика имеет характерную нелинейность, уменьшить которую необходимо оконной функцией, например функцией Хэмминга.

Моделирование показало, что для реализации данного фильтра с коэффициентом нелинейности не более 0.1% достаточно использовать 50–70 коэффициентов фильтра. Но

так как общее количество вычислений для формирования  $M$  каналов из  $N$  элементов составит в общем случае  $M \cdot N \cdot 50$  умножений на каждый интервал дискретизации, для практического использования желательно уменьшить количество вычислений. Чтобы это сделать, достаточно вспомнить, что коэффициенты КИХ-фильтра повторяют коэффициенты идеального фильтра низкой частоты (ФНЧ). Таким образом, заменив идеальный ФНЧ на асимптотически близкий к нему ФНЧ, построенный на базе БИХ-фильтра, можно добиться низкой неоднородности и линейной фазочастотной характеристики на всем диапазоне рабочих частот при невысоком порядке фильтра (достаточно фильтра третьего порядка). Методика расчета коэффициентов БИХ-фильтра для передискретизации описана в [5]. Тогда количество вычислений уменьшится до  $M \cdot N \cdot 6$  (для БИХ фильтра 3-го порядка требуется 3 умножения в числителе, 3 в знаменателе) на каждый интервал дискретизации входного сигнала и окажется существенно меньше, чем можно было бы получить при использовании формирования фазированных каналов в спектральной области.

Блоки суммирования сигналов для рабочих и компенсационных каналов позволяют использовать адаптивный компенсатор помех. Адаптивная компенсация также возможна во временной и спектральной областях. Сравнение этих двух методов показывает, что адаптация происходит быстрее во временной области, чем в спектральной при прочих равных условиях. К тому же адаптация компенсатора помех в спектральной области искажает структуру сигнала на границах буфера, что не позволяет восстановить временную последовательность сигнала между границами буферов, что существенно ограничивает возможности по дальнейшей обработке сигнала.

Сигнал с выходов адаптированных каналов попадает на блок согласованных фильтров, обеспечивающих наилучшее соотношение сигнал/шум на выходе фильтра для известного сигнала посылки. Далее происходит обнаружение сигнала, оцениваются его параметры и производится классификация объекта локации классификатором.

Оптимальный обнаружитель сигнала строится на согласованном фильтре [6]. Теоретически возможно построить согласованный фильтр как во временной, так и в частотной области. Но на практике при построении согласованного фильтра в частотной области требуется, чтобы весь сигнал помещался в буфере. Для этого необходимо либо вычислять БПФ для каждого входного отсчета (что очень затратно с точки зрения количества вычислений), либо увеличивать буфер, вычислять БПФ реже, экономить вычислительные ресурсы, но при этом ухудшать ОСП. Ввиду данных ограничений, построение согласованного фильтра во временной области выглядит перспективнее, тем более что данный алгоритм легко может быть реализован на параллельных процессорах или программируемой логике.

Так как предполагают, что цель обнаруживается гидролокатором, согласованным с заданным набором гидролокационных координат, положение цели будет известно с точностью, равной половине ширины элемента разрешения по каждой из координат. Для более точного определения положения цели по любой из координат в состав гидролокатора необходимо вводить измеритель, который вырабатывает некий линейный выходной сигнал, характеризующий положение цели в пределах элемента разрешения [7]. Предельно достижимая точность измерений зависит от шума, сопровождающего полезный сигнал, в связи с чем измеритель создается с учетом необходимости максимально возможного уменьшения влияния шума, что приводит к необходимости использования оптимальных приемников, так как только они могут дать максимальное теоретически возможное ОСП.

На основании вышеизложенного можно сделать вывод, что обработка сигналов гидролокатора во временной области предпочтительнее с точки зрения качества преобразований. Это относится к алгоритмам передискретизации, где введение абсолютной задержки позволяет задерживать сигнал во всем диапазоне частот дискретного сигнала,

к алгоритмам адаптации компенсатора помех, где временная обработка позволяет увеличить скорость сходимости компенсатора и лучше компенсировать флюктуации нестационарных помех, к согласованным фильтрам, увеличивая ОСП и даже к оценкам параметров сигнала. Основное и, наверное, единственное достоинство обработки сигналов гидролокатора в спектральной области по мнению большинства оппонентов – это существенно меньшее число вычислений.

### Оценка вычислительных затрат

Чтобы сравнить вычислительную сложность двух типов обработки были построены численные модели входных сигналов гидролокатора и всех процессов обработки сигнала внутри него. Условия расчета были следующими: частота дискретизации 80 кГц, частота несущей 20 кГц, кодирование – фазоманипулированная последовательность длиной 127, длительность сигнала 127 мс, антенная решетка 50 элементов, число каналов 60 (20 рабочих и 40 компенсационных).

**В частотной области.** Сигнал на выходах АЦП появляется во временной области, и чтобы преобразовать его в спектр, необходимо как минимум одно преобразование БПФ. Каждое преобразование требует большого числа вычислений, поэтому для реализации данного типа обработки желательно все этапы обработки производить в спектральной области.

Так как длительность сигнала 127 мс, частота дискретизации 80 кГц, минимальный размер буфера составляет  $0.127 \cdot 80\,000 = 10\,160$  отсчетов. Такой размер буфера был бы достаточен, если бы дискретное преобразование Фурье (ДПФ) производились на каждый отсчет, но вследствие большого числа операций данный способ не используется на практике. Увеличение длины буфера до ближайшей степени числа 2, т.е. до 16 384 отсчетов, позволит реализовать алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ), уменьшив требуемое число операций, и вычислять спектр не каждый отсчет, а с наложением 75 %, то есть через 4 096 отсчетов. Такой подход увеличит уровень помех в спектральных отсчетах, но существенно уменьшит количество вычислений  $50 \cdot \log_2(16\,384) \cdot 16\,384 = 11\,468\,800$  комплексных умножений на один буфер; следующий буфер потребует обработки через  $4\,096 / 80\,000 = 51.2$  мс, что потребует **896** миллионов вещественных умножений с накоплением (ММАС) в секунду. Такое количество вычислений необходимо для вычисления блока БПФ.

Формирователь каналов производит фазирование антенной решетки, вводя задержки для каждого элемента в виде комплексного множителя для каждого спектрального отсчета и умножая на весовые коэффициенты, соответствующие временной задержке на данной частоте и амплитудно-фазовому распределению элемента. Данный блок требует 50-60 умножений спектров по 16 384 отсчета, то есть  $50 \cdot 60 \cdot 16\,384 = 50\,135\,040$  комплексных умножений с накоплением каждые 51.2 мс, или **3 916.8 ММАС**.

Адаптивный компенсатор помех может быть построен по различным алгоритмам, и поэтому его производительность учитывать не будем.

Блок согласованных фильтров производит свертку двух комплексных спектров – опорного сигнала и принятого с выхода адаптивного компенсатора. При числе рабочих каналов 20 количество вычислений составит  $20 \cdot 16384$  комплексных умножения каждые 51.2 мс, или **25.6 ММАС**.

Суммарное количество вычислений оказывается равным **4 838.4 ММАС**.

Можно сократить количество умножений в 2 раза; считая спектр вещественного сигнала симметричным, можно умножать только ту часть спектра, которая будет использоваться в дальнейшей обработке. Это позволит сократить количество вычислений в 5–10 раз, но после таких преобразований сигнал будет уже невозможно восстановить во временную область для дальнейшего анализа и выделения параметров при помощи измерителей.



Перенос спектра узкополосного сигнала позволяет уменьшить длину буфера и как следствие – количество вычислений, но при уменьшении частоты дискретизации уменьшается число отсчетов на одну дискрету сложного сигнала и как результат ухудшается точность работы измерителя при низких ОСП. Так, для сложного сигнала с эффективной шириной полосы 1 кГц и при скоростях носителя и объекта локации  $\pm 15$  м/с минимальная ширина полосы, достаточная для приема такого сигнала, составляет 2.5–3 кГц, а частота дискретизации – 8 кГц, что в 10 раз меньше исходной частоты дискретизации. Для переноса спектра необходимо произвести определенные действия: либо цифровое гетеродинирование, либо получение комплексного сигнала с помощью преобразователя Гильберта и умножение на комплексную экспоненту. По количеству вычислений оба метода близки, но второй метод позволяет обойтись без фильтра нижних частот для удаления «зеркального» спектра и гарантирует линейность фазовой характеристики преобразования. При обработке сигнала с переносом спектра требуемое количество вычислений составит:

- преобразователь Гильберта длиной 70 элементов – 50·70 вещественных умножений с накоплением на каждый отсчет входного сигнала приблизительно **280 ММАС**. Длина преобразователя определяется коэффициентом искажений не более 0.1 %;
- перенос спектра комплексного сигнала – одно комплексное умножение на один отсчет 80 кГц ~ **0.08 ММАС**;
- прореживание отсчетов в 10 раз не требует вычислений;
- БПФ на 2 048 отсчетов (при длине сигнала 1016) –  $50 \cdot 2\,048 \cdot \log_2(2\,048)$  с периодичностью 51.2 мс (~ **88 ММАС**);
- формирователь каналов –  $50 \cdot 60 \cdot 2\,048 + 60 \cdot 2\,048 = 6\,266\,880$  с периодичностью 51.2 мс (~ **122.4 ММАС**);
- блок согласованных фильтров –  $20 \cdot 2\,048$  с периодичностью 51.2 мс (~ **0.8 ММАС**)

и суммарное количество вычислений будет **490,48 ММАС**.

**Во временной области.** По аналогии с преобразованиями в спектральной области, разобьем преобразование на этапы и вычислим требуемое количество вычислений:

- формирование каналов  $6 \cdot 50 \cdot 60 = 18\,000$  на один отсчет 80 кГц ~ **1 440 ММАС**;
- блок согласованных фильтров  $20 \cdot 10160 = 203\,200$  на один отсчет 80 кГц ~ **16 256 ММАС**.

Суммарное количество вычислений составляет **17 696 ММАС**. Такое количество вычислений в реальном времени невозможно выполнить на одном процессоре. Хорошо видно, что 95 % всех вычислений занимает блок согласованных фильтров, но так как обработка во временной области легко поддается распараллеливанию, данные вычисления могут производиться на ПЛИС или специальных параллельных процессорах.

Во временной области также возможен перенос спектра с понижением частоты дискретизации. При обработке сигнала с переносом спектра требуемое количество вычислений составит:

- преобразователь Гильберта длиной 70 элементов – 50·70 вещественных умножений с накоплением на каждый отсчет входного сигнала 80 кГц (**280 ММАС**);
  - перенос спектра комплексного сигнала – одно комплексное умножение на один отсчет 80 кГц (**0.08 ММАС**);
  - прореживание отсчетов в 10 раз не требует вычислений;
  - формирователь каналов –  $6 \cdot 50 \cdot 60 = 18\,000$  на частоте 8 кГц (~ **144 ММАС**);
  - блок согласованных фильтров –  $20 \cdot 1\,016$  на частоте 8 кГц (~ **162.56 ММАС**),
- и суммарное количество вычислений будет **586.64 ММАС**.

**Смешанная обработка.** Чтобы объединить достоинства обоих методов обработки сигнала, можно согласованную фильтрацию производить в спектральной области, а всю остальную обработку во временной. Такой подход позволит в случае обнаружения с помощью ОБПФ восстановить сигнал во временной области и произвести измерение его параметров по временным отсчетам. Оценим требуемые вычислительные затраты данного метода:

– формирование каналов во временной области  $6 \cdot 50 \cdot 60 = 18\,000$  на один отсчет, или **1 440 ММАСs**;

– БПФ для 20 рабочих каналов после компенсации –  $20 \cdot \log_2(16\,384) \cdot 16\,384 = 4\,587\,520$ , или **89.6 ММАСs**;

– согласованная фильтрация –  $20 \cdot 16\,384$  комплексных умножения или **25.6 ММАСs**.

Суммарное количество вычислений составит **1 555.2 ММАСs**. Несмотря на то что вся обработка велась на высокой частоте дискретизации, удалось получить приемлемое количество вычислений, реализуемое на одном DSP, например TSM320C67xx или ADSP-TS101 (TigerSHARC). Ниже приведем сравнительную таблицу.

**Сравнительная таблица количества вычислений для различных алгоритмов**

Тип обработки	Канало-образование, ММАСs	СФ, ММАСs	Сумма, ММАСs	Примечание
Спектральная без переноса спектра	$896 + 3\,916.8 = 4\,812.8$	25.6	4 838.4	
Спектральная с переносом спектра	489.68	0.8	490.48	Наименьшее число вычислений, наихудшее ОСП
Временная без переноса спектра	1 440	16 256	17 696	Наибольшее число вычислений, наилучшее ОСП
Временная с переносом спектра	$280.08 + 144 = 424.08$	162.56	586.64	
Смешанная без переноса спектра	1 440	$89.6 + 25.6 = 115.2$	1 555.2	Наилучшая производительность среди методов без переноса спектра

Как видно из таблицы, для заданных входных параметров наименьшее количество вычислений требует спектральная обработка с переносом спектра. Именно такой метод лучше всего подходит для систем с ограниченным количеством вычислительных ресурсов.

Обработка во временной области без переноса спектра является оптимальной по ОСП на выходе, после нее возможно использование любых измерителей параметров сигнала, но она требует наибольшее количество вычислений, физически невыполнимое при существующем уровне техники на одном процессоре.

Асимптотически близкий по ОСП на выходе к обработке во временной области без переноса спектра является смешанная обработка, требующая в 10 раз меньше вычислений. При этом формирование каналов и адаптация производятся во временной области, а согласованная фильтрация производится в спектральной.

### Модель полезного сигнала

Система координат обратимой антенной решетки представлена на рис. 3.

Элементом  $i$  излучающей антенной решетки излучается эффективное давление в сторону объекта локации на интервале  $0 < t < \tau_{и}$ :

$$\frac{P_3}{r} \cdot f(t + \tau_i) \cdot h_{и} \cdot R_3(\varphi_{0и}, \Theta_{0и}), \quad (3)$$

где  $p_э$  – эффективное давление элемента  $i$  в дальней зоне;  $h_{in}$  – весовой амплитудный коэффициент элемента;  $f(t)$  – мгновенные значения излучаемого давления, соответствующее закону модуляции посылки;  $R_э(\varphi_{in}, \theta_{in})$  – характеристика направленности элемента;  $(\varphi_{0in}, \theta_{0in})$  – направление компенсации излучателя;  $\tau_i = \frac{1}{c} [y_i (\sin \varphi_{0in} \cdot \sin \Theta_{0in}) + z_i \cos \Theta_{0in}]$  – задержка сигнала элемента  $i$  относительно начала координат, обеспечивающая фазирование в направлении  $(\varphi_{0in}, \theta_{0in})$ .

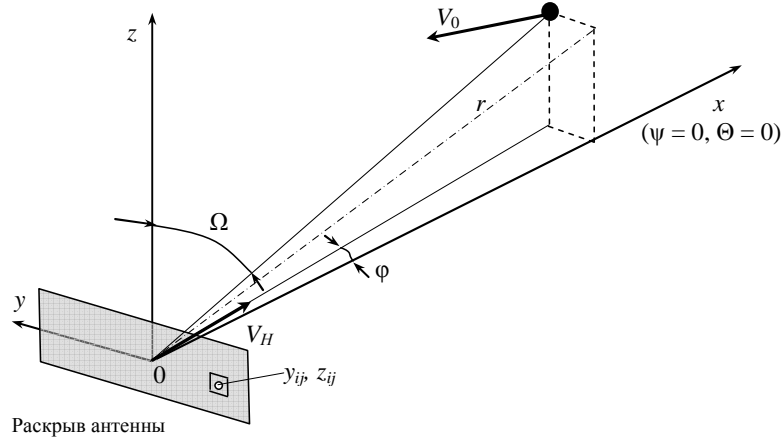


Рис. 3. Система координат.

Модель временной зависимости давления эхосигнала, отраженного от объекта локации, состоящего из  $k$  «блестящих» точек и принимаемого в центре антенны, может быть представлена в виде суммирования отдельных эхо-сигналов по всем  $k$  точкам с соответствующими задержками на расстояние

$$p_{э0}(t) = p_э \cdot 10^{-0.1\beta r_i} \sum_{k=1}^m \frac{R_{эк}}{2r_k^2} \sum_{i=1}^N h_{in} f \left[ \frac{1}{K_{доп}} \left( t - \frac{2r_k}{c} \right) + \tau_i \right], \quad (4)$$

где  $R_{эк}$  – эквивалентный радиус  $k$ -й точки;  $r_k$  – расстояние от начала координат до  $k$ -й точки;  $k = 1, 2, \dots, m$  – число «блестящих точек»;  $N$  – число элементов излучающей антенны;  $K_{доп}$  – коэффициент доплеровских искажений длительности сигнала  $\tau_i$ , меняющий функцию  $f$  на участке  $\tau_i$ ;  $\beta$  – средний в полосе частот коэффициент поглощения.

Внутренняя сумма выражает сумму эхо  $k$ -й точки от всех элементов излучателя  $N$ , внешняя сумма по  $m$  блестящим точкам объединяет последовательно приходящие сигналы всех излучающих элементов от всех «блестящих» точек.

Движение МПП и объекта локации учитывается доплеровским изменением масштаба времени каждого пришедшего сигнала, отличным для точек  $k$  вследствие различия  $\varphi_k, \theta_k$  (рис. 7):

$$K_{доп} = \left( 1 + \frac{2 \cdot V_H}{c} \sin \varphi_k \sin \Theta_k \right) \left[ 1 - \frac{2}{c} (V_x \cos \varphi_k \sin \Theta_k + V_y \sin \varphi_k \cos \Theta_k + V_z \cos \Theta_k) \right], \quad (5)$$

где  $V_x, V_y, V_z$  – проекции скорости объекта  $V_0$  на оси координат,  $V_H$  – скорость антенны.

Использование соотношения (4) позволяет учесть интерференцию эхосигналов при отличии направления точек  $k$  от максимума характеристики направленности и в случае неравномерной характеристики направленности элементов в режимах приема и излучения учесть этот фактор, пропустив функцию  $f(t)$  через соответствующий эквивалентный фильтр.

Зеркально отраженные границами сигналы могут быть вычислены по формуле (2) для координат  $r_k$ ,  $\varphi_k$ ,  $\theta_k$  зеркальных точек  $k$  относительно границы. Рассеянная компонента сигналов носит случайный характер и фактически повышает уровень помех в области своего появления совместно с зеркальными компонентами, если они существенны.

Сигнал элемента  $l$  приемной антенной решетки, который может не совпадать с номером  $i$ , получается смещением на время запаздывания элемента  $l$ :

$$u_l(t) = p_s \cdot 10^{-0.1\beta\eta} \sum_{k=1}^m \frac{R_{\text{эк}}}{2r_k^2} h_{ln} \sum_{i=1}^N h_{in} f \left[ \frac{1}{K_{\text{доп}}} \left( t - \frac{2r_k}{c} \right) + \tau_i - \tau_l \right], \quad (6)$$

где  $h_{ln}$  – амплитудный весовой коэффициент элемента  $l$ ;

$$\tau_l = \frac{1}{c} [y_l (\sin \varphi_k \cdot \sin \Theta_k - \sin \varphi_{0п} \cdot \sin \Theta_{0п}) + z_i (\cos \Theta_k - \cos \Theta_{0п})],$$

где  $\varphi_{0п}$  и  $\theta_{0п}$  – углы сканирования приемного канала, в котором используется элемент  $l$ . Углов может быть несколько.

Напряжение на выходе сформированного канала антенны получается суммированием сигналов элементов  $l$ :

$$U_{L\alpha}(t) = p_s \cdot 10^{-0.1\beta\eta} \sum_l^{L\alpha} \sum_{k=1}^m \frac{R_{\text{эк}}}{2r_k^2} h_{ln} \sum_{i=1}^N h_{in} f \left[ \frac{1}{K_{\text{доп}}} \left( t - \frac{2r_k}{c} \right) + \tau_i - \tau_l \right]. \quad (7)$$

### Модель шумовых помех

Рассмотрим соотношения, необходимые для генерирования шумовых помех, не связанных с излучением системы, и помех, связанных с излучением зондирующего сигнала с определенным видом модуляции.

Применительно к шумовым помехам можно, задав частотный спектр источника помехи, рассмотреть процесс в полосе частот, определяемой частотными характеристиками источника, элемента антенны и полосового фильтра системы со спектром мощности

$$G(\omega) = Gu(\omega) \cdot |K_A|^2(\omega) \cdot |K_{\text{ПФ}}|^2(\omega), \quad (8)$$

считая частотные компоненты процесса статистически независимыми и влияние частотной характеристики среды несущественным при не слишком больших расстояниях. При генерировании таких помех необходимо учитывать распространение звука и рассеяние в среде, как это делается при вычислении соответствующих параметров.

Полезный сигнал в допущении представления объекта локации группой «блестящих» точек представляет сумму излученных сигналов с известным (заданным) законом модуляции с соответствующими запаздываниями и доплеровскими искажениями.

Реверберационные помехи также целесообразно моделировать на основе излученного сигнала с заданной модуляцией, воспроизводя закономерности распространения с рассеянием волн неоднородностями среды. В данном случае ограничимся однократным рассеянием звука.

**Помехи обтекания.** Модель помех турбулентного обтекания МПР с плоской носовой антенной представляет равномерно заполненную независимыми источниками шума окружность в плоскости антенны, диаметр которой на несколько сантиметров больше диаметра носового обвода в плоскости антенны. Спектр мощности излучаемого шума пропорционален  $(f/f_0)^3$ , где  $f_0$  – средняя частота полосы принимаемых частот.

Частотная характеристика тракта источник шума–антенна–полосовой фильтр может быть представлена в виде

$$K(f) = \left( \frac{f}{f_0} \right)^{\frac{3}{2}} \gamma_0 \gamma(f) K_{\text{нф}}(f), \quad (9)$$

где  $\gamma(f)$  – нормированная частотная характеристика приемного элемента,  $\gamma_0$  – чувствительность элемента.

Тогда в рабочей полосе частот элемента и канала давление, действующее на  $i$ -й элемент полностью поглощающей антенны, будет после пропускания белого шума через модуль (7):

$$p_i(t) = \frac{q_m}{4\pi\rho_{im}} \sum_{m=1}^Q p_m(t), \quad (10)$$

где  $Q$  – число точечных источников, аппроксимирующее окружность источников;  $m = 1, 2, \dots, Q$ ;  $\rho_{im}$  – расстояние от центра элемента  $i$  до  $m$ -го источника;  $p_m(t)$  – независимая от других  $m$  процессов выборка отфильтрованного модулем (9) белого шума;  $q$  – интенсивность эквивалентных источников шума обтекания.

Тогда напряжение на выходе  $i$ -го элемента приемной антенны  $u_i(t) = h_i \gamma_0 p_i(t)$  и напряжение на выходе сформированного канала

$$U(t) = \sum_{i=1}^L h_i \gamma_0 p_i(t). \quad (11)$$

**Рассеянные дном и поверхностью шумы движителя.** Характерный спектр шума движителей МПР в области рабочих частот активных систем имеет спад 6 дБ/октаву и может быть вычислен как  $G_0/f$ , где  $G_0$  – приведенный шум на частоте 1 кГц в полосе 1 Гц на расстоянии 1 м и  $f$  – частота (в кГц). Излучение движителя слабонаправленное и может быть принято ненаправленным. Поле шума, рассеянного границами, принимаем однородным на поверхности поглощающей антенны. Отличия давления на элементах вызваны зависимостью коэффициента обратного рассеяния звука границами от угла  $\theta$  и разностью хода лучей от рассеивающих участков до элементов. Учитывая слабую зависимость коэффициентов обратного рассеяния от частоты, можем определить рассеянную помеху как сумму рассеяний от элементов поверхности моря и дна при одинаковом спектре, определяемом частотной характеристикой тракта и источника

$$K(f) = \frac{G}{f} \cdot \gamma(f) \cdot K_{\text{нф}}(f), \quad (12)$$

и шум представляется как белый шум, пропущенный через фильтр с частотной характеристикой (9), соответственно  $n_s(t)$  и  $n_b(t)$  для поверхности и дна.

Учитывая определение коэффициента обратного рассеяния как соотношения интенсивностей рассеянной единицей площади поверхности на расстоянии 1 м к интенсивности падающей волны [8–10], полагаем, что давление рассеянной волны на 1 м можно представить как  $p_{\text{пад}} \sqrt{s_{s,b}(\Theta) \Delta S_{s,b}}$ . Тогда давление в центре антенны в допущении малого затухания на небольших расстояниях:

$$p_{\text{э0}} \cong n_{s,b}(t) \sum_{S_{s,b}} \sqrt{s_{s,b}(\Theta) \Delta S_{s,b}} \cdot \frac{1}{\rho_{\Delta S}^2}, \quad (13)$$

где  $\Delta S_{s,b}$  – элемент площадки граничной поверхности моря  $S$  и дна  $b$ ;  $\rho_{\Delta S}$  – расстояние от центра антенны до центра площадки  $\Delta S_{s,b}$ .

Электрическое напряжение на выходе элемента  $i$ :

$$u_i(t) = h_{in} \gamma_0 \sum_{S_{s,b}} n_{s,b} \left\{ t - \frac{1}{c} \left[ y_i (\sin \varphi_p \sin \Theta_q - \sin \varphi_{0n} \sin \Theta_{0n}) + z_i (\cos \Theta_q - \cos \Theta_{0n}) \right] \right\} \times \sqrt{S_{s,b}(\Theta_q) \Delta S_{s,bpq}} \cdot \frac{1}{\rho_{\Delta S_{pq}}^2}, \quad (14)$$

где  $\varphi_p, \theta_q$  – угловые координаты центра площадки  $\Delta S$ ;  $\varphi_0, \theta_0$  – углы компенсации канала антенны;  $y_i, z_i$  – координаты центра элемента  $i$ .

При разбиении  $S_{s,b}$  на площадки  $\Delta S_{s,bpq}$  разделяем переднюю полуплоскость  $S$  относительно антенны на площадки шириной  $\Delta x$  и  $\Delta y$  с центрами, заполняющими сектор углов по  $\theta$  не менее  $45^\circ$ , из которого в основном приходит помеха (за исключением сильно расчлененного дна, рассеивающего по закону Ламберта). Индексы площадок по оси  $x$  –  $p$ , по оси  $y$  –  $q$ . Расстояние до центра площадки

$$\rho_{\Delta S_{pq}}^2 = H_{s,b}^2 + (\Delta x [\frac{1}{2} + (p-1)])^2 + (\Delta y [\frac{1}{2} + (q-1)])^2, \quad (15)$$

где  $H_{s,b}$  – расстояние по вертикали до границ  $s$  и  $b$ .

Величина коэффициента обратного рассеяния может быть вычислена или взята из экспериментов. Коэффициент рассеяния крупными неровностями поверхностного волнения от частоты не зависит и дает основной вклад в рассеянную помеху, так как рассеяние на мелких неровностях значительно меньше и  $s_{рез} \approx -40 \dots -30$  дБ.

Сигнал на выходе сформированного канала есть сумма сигналов элементов:

$$U(t) = \gamma_0 \sum_{i=1}^L u_i(t) \cdot h_i, \quad (16)$$

где  $L$  – число элементов в канале.

### Модель реверберационных помех

**Объемная реверберация.** Реверберационная помеха возбуждается детерминированным излучением и превращается в случайный процесс в результате суммирования множества рассеянных регулярных сигналов, что используется при вычислении реверберационных помех.

Излучаемое давление элемента  $i$  представляется аналогично (3) во всем переднем полупространстве антенны:  $(p_3/r) \cdot f(t+\tau_i) h_{in} R_3(\varphi, \theta)$ .

Давление, рассеянное элементарным рассеивающим объемом  $\Delta V_{II}$ , принимаем равным  $p_V(t) = \frac{p_3 \sqrt{S_V \Delta V_{II}}}{r_{II}}$  на расстоянии 1 м при однократном рассеянии. Давление объемной реверберации в центре антенны:

$$p_{V0}(t) = p_3 \sum_{i=1}^N \sum_n^V \frac{10^{-0.1\beta \cdot r_{II}}}{r_{II}^2} f\left(\frac{t}{K_{II}} + \tau_i\right) h_{in} R_3(\varphi, \Theta) \sqrt{S_V \Delta V_{II}}, \quad (17)$$

где  $\Delta V = r^2 \sin \theta dr d\varphi d\theta$ ;  $K_{II} = 1 + (Vn/c) \sin \varphi \cos \theta$  – коэффициент доплеровских искажений при излучении.

Суммирование по  $n$  выполняется по всем элементарным объемам, заполняющим объем  $V$ , окружающий сектор главного максимума перемноженных характеристик направленности излучения и приема, обуславливающий существенную часть реверберации. При этом  $\Delta\varphi$  и  $\Delta\theta$  целесообразно принимать как 0.1–0.2 растворов характеристик направ-

ленности приемной антенны. Величина  $\Delta r$  сигнала  $c\tau_n/4$ , где  $\tau_n$  – длительность излученного импульса. Координаты  $(\varphi, \theta)$  определяются центром элементарного объема  $\Delta V$ .

Сигнал приемного элемента  $l$  тогда равен

$$u_l(t) = p_3 \sum_{i=1}^N \sum_n^V \frac{10^{-0.1\beta r_n}}{r_n^2} f\left(\frac{t}{K_n^2} + \tau_i - \tau_l\right) h_{in} h_{in} R_3(\varphi, \Theta) \sqrt{S_V \Delta V_n}, \quad (18)$$

где  $\tau_l$  определяется формулой (5).

Сетка центров элементарных объемов определяется как  $nc\tau_n/4 = r_n$ ,  $\varphi_n = \pm\Delta\varphi(n-1)$ ,  $\theta_n = \Delta\theta(n-1)$ . Вычисление производится до границ среды:  $r_n < H/\cos\theta_n$  и  $r_n < (H_M - H)/\cos\theta_n$ .

Суммарный сигнал объемной реверберации на выходе сформированного канала:

$$U(t) = p_3 \sum_l^L \sum_{i=1}^N \sum_n^V \frac{10^{-0.1\beta r_n}}{r_n^2} f\left(\frac{t}{K_n^2} + \tau_i - \tau_l\right) h_{in} h_{in} R_3(\varphi, \Theta) \sqrt{S_V \Delta V}. \quad (19)$$

**Граничная реверберация.** Величина граничной реверберации определяется коэффициентами обратного рассеяния  $s_s$  и  $s_b$ , зависящими от угла  $\theta$ . Давление на расстоянии 1 м от единичной рассеивающей площадки представляется аналогично (2) при падении волны элемента  $i$  и однократного рассеяния:

$$p_{s,b}(t) = \frac{p_3}{r} f(t + \tau_i) h_{in} R_3(\varphi, \Theta) \sqrt{s_{s,b}(\Theta) \Delta S_{s,b}}. \quad (20)$$

Давление в центре антенной решетки находится суммированием рассеянных волн облученной области границы:

$$p_{(s,b)0}(t) = p_3 \sum_{i=1}^N \sum_{j_s,b}^S \frac{10^{-0.1\beta r_{j(s,b)}}}{r_{s,b}^2 + H_{s,b}^2} f\left(\frac{t}{K_{и(s,b)}^2} + \tau_i\right) h_{in} R_3(\varphi, \Theta) \sqrt{s_{(s,b)j}(\Theta_j) \Delta S_{s,b}}. \quad (21)$$

В формуле (18) элементарная площадка  $\Delta S = r_{s,b} \cdot \Delta\varphi \cdot \sin\theta \cdot \Delta r_{s,b}$ , где  $r_{s,b}$  – цилиндрическая координата центра площадки  $\Delta S$ . Номер рассеивающей площадки  $j_{s,b}$  и  $r_{s,b} = \Delta r_{s,b} [1/2 + (j_{s,b} - 1)]$ , где  $j = 1, 2, 3 \dots$ . Угол  $\theta_j = \arctg(r_{s,b}/H_{s,b})$ . Величина  $\Delta r_{s,b}$  может приниматься  $c\tau_n/4$ .

Коэффициент доплеровских искажений масштаба времени:  $K_{и(s,b)} = [(1 + V_{и}/c) \cdot \sin\theta_j \cos\varphi_j]^2$ .

Выходные напряжения приемного элемента  $l$ :

$$u_l(t) = p_3 \sum_{i=1}^N \sum_{j_s,b}^S \frac{10^{-0.1\beta r_{j(s,b)}}}{r_{s,b}^2 + H_{s,b}^2} f\left(\frac{t}{K_{и(s,b)}^2} + \tau_i - \tau_l\right) h_{in} h_{in} R_3(\varphi_l, \Theta_l) \sqrt{s_{(s,b)j}(\Theta_j) \Delta S_{s,b}}. \quad (22)$$

Выходное напряжение сформированного канала:

$$U(t) = p_3 \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^N \sum_{j_s,b}^S \frac{10^{-0.1\beta r_{j(s,b)}}}{r_{s,b}^2 + H_{s,b}^2} f\left(\frac{t}{K_{и(s,b)}^2} + \tau_i - \tau_l\right) h_{in} h_{in} R_3(\varphi_j, \Theta_j) \sqrt{s_{(s,b)j}(\Theta_j) \Delta S_{s,b}}. \quad (23)$$

Рандомизация реверберационных помех происходит вследствие суммирования большого числа близких детерминированных импульсов со случайными начальными фазами.

### Модель помехи локального источника

Локальная шумовая помеха излучается ненаправленным источником с равномерным в первом приближении спектром в рабочей полосе частот активной гидролокации

онной системы. Шум достигает антенны по водному лучу и с отражением от дна и поверхности состоящим из когерентной и рассеянной частей. Локальная помеха представляется аналогично (6) и ее спектр мощности  $G(f)=|K(f)|^2N_0$ , где  $K(f)$  учитывает частотные характеристики элемента антенны и полосового фильтра.

Давление помехи, пришедшей по водному лучу к центру антенны, представим в виде  $p_0(t)=n(t)/r_{\text{л}}$ , где  $n(t)$  – результат пропускания шума с заданной спектральной плотностью  $N_0$  через фильтр  $K(f)$ . Напряжение на выходе элемента  $i$  с задержками  $\tau_i$ :

$$u_i(t) = \frac{n(t - \tau_i)}{r_{\text{л}}} h_{\text{ин}} R_3(\varphi_{\text{и}}, \Theta_{\text{и}}) \gamma_0, \quad (24)$$

где  $(\varphi_{\text{и}}, \Theta_{\text{и}})$  – координаты источника шума,  $\tau$  – задержка, обусловленная углами  $\varphi_{\text{и}}$  и  $\Theta_{\text{и}}$ .

Напряжение на выходе сформированного канала:

$$U(t) = \sum_{i=1}^L \frac{n(t - \tau_i)}{r_{\text{л}}} h_{\text{ин}} R_3(\varphi_{\text{и}}, \Theta_{\text{и}}) \gamma_0, \quad (25)$$

где  $\tau_i = \frac{1}{c} \cdot [y_i(\sin \varphi_{\text{и}} \sin \Theta_{\text{и}} - \sin \varphi_{0L} \sin \Theta_{0L}) + z_i(\cos \Theta_{\text{и}} - \cos \Theta_{0L})]$ ,  $(\varphi_{0L}, \theta_{0L})$  – углы компенсации.

Когерентные зеркальные компоненты получаются на основании формулы (20) с заменой  $r_{\text{л}}$  на расстояние до зеркальных точек и добавлением в координату  $t$  задержки зеркальных лучей  $(1/c) \cdot (y_i \sin \theta_{s,b} \sin \varphi_{s,b} + z_i \cos \theta_{s,b})$ , где углы  $\varphi_{s,b}$ ,  $\theta_{s,b}$  направлены на зеркальные источники. Соотношение (20) должно быть умножено на расчетный модуль коэффициента отражения [9].

Рассеянная компонента может быть определена на основании решения задачи о рассеянии поверхностью излучения точечного источника [11]. Рассеянное поле двухмасштабной модели рассеяния характеризуется коэффициентом рассеяния  $m_s$  на крупных неровностях, достигающим значения порядка 1.0, и на резонансных неровностях  $m_p$ , имеющим порядок  $-40 \dots -25$  дБ, поэтому можно положить  $m_p = 0.0001 \dots 0.003$ , не зависящим от углов.

Тогда коэффициент рассеяния звука крупными неровностями поверхности может быть вычислен по формуле

$$m_s(\Theta_s, \varphi_s, \Theta_{0s}, \varphi_{0s}) = \frac{1.6 \times 10^2}{3 + 5.12V} \cdot \frac{[1 + \cos \Theta_s \cos \Theta_{0s} - \sin \Theta_s \sin \Theta_{0s} \cos(\varphi_s - \varphi_{0s})]^2}{(\cos \Theta_s + \cos \Theta_{0s})^4} \times \\ \times \exp \left[ -\frac{5 \times 10^2}{3 + 5.12V} \cdot \frac{\sin^2 \Theta_s + \sin^2 \Theta_{0s} - 2 \cdot \sin \Theta_s \sin \Theta_{0s} \cos(\varphi_s - \varphi_{0s})}{(\cos \Theta_s + \cos \Theta_{0s})^2} \right] + 10^{-3}. \quad (26)$$

Коэффициент  $m_s$  сильно зависит от скорости ветра  $V$  и не зависит от частоты, т.е. может обоснованно применяться к рассеянию относительно узкополосных сигналов активных систем. Углы в формуле (26) показаны на рис. 4.

Давление рассеянной компоненты помехи локального источника в центре антенны находится суммированием шумов, рассеянных элементарными площадками  $\Delta S$ :

$$p_0(t) = \sum_{k=1}^S n(t) \cos \Theta_s \cos \Theta_{0s} \frac{\sqrt{m_s \Delta S_k}}{H_s H_0}, \quad (27)$$

где шумы площадок  $\Delta S$  независимы.



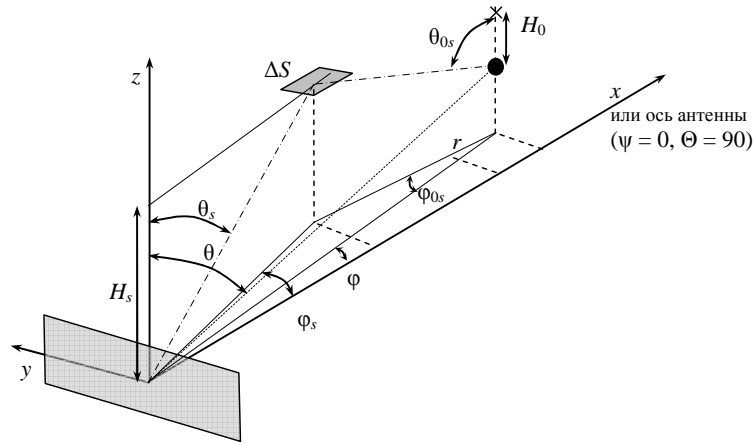


Рис. 4. Система координат для определения  $m_s$ .

Напряжение на выходе элемента антенны  $i$ :

$$u_i(t) = \sum_{k=1}^S n(t - \tau_i) h_{in} R_s(\varphi, \Theta) \gamma_0 \cos \Theta_s \cos \Theta_{0s} \frac{\sqrt{m_s \Delta S_k}}{H_s H_0}. \quad (28)$$

Доплеровские искажения не учитываются ввиду широкого и сплошного спектра излучения. Напряжение на выходе канала антенны  $L$  в таком случае:

$$U(t) = \sum_{i=1}^L \sum_{k=1}^S n(t - \tau_i) h_{in} R_s(\varphi_s, \Theta_s) \gamma_0 \cos \Theta_s \cos \Theta_{0s} \frac{\sqrt{m_s \Delta S_k}}{H_s H_0}. \quad (29)$$

Суммирование по площадкам  $\Delta S$  целесообразно проводить за пределами интервала корреляции  $n(t)$ , что несложно. Расчет целесообразно вести от проекции оси канала  $L$  на плоскость  $XOY$  по площадкам  $\Delta S = \sin \theta_{sk} r_k \Delta r \Delta \varphi$ , где использованы цилиндрические координаты плоскости  $S$ ; при этом  $r_k = \Delta r(1/2 + (k-1))$ ,  $\theta_{sk} = \arctg(r_k/H_s)$ . Величину  $\Delta \varphi$  целесообразно принять  $2-3^\circ$  и  $\Delta r = 50 \dots 100$  м в зависимости от расстояния до источника шума. Число  $k$  находится делением расстояния от антенны до источника на  $\Delta r$ .

\*\*\*

В настоящей работе показано, что обработка гидролокационных сигналов во временной области в некоторых случаях позволяет получить аналогичные, а иногда и лучшие результаты по количеству вычислений в сравнении с обработкой в спектральной области. Единственное ограничение, не позволяющее повсеместно использовать временную обработку на всех этапах обработки гидроакустической информации, – это согласованный фильтр, так как он требует для длительных сигналов большого количества вычислений.

Формирование ХН во временной области менее ресурсоемко, чем в спектральной области, позволяет фазировать антенну одновременно во всем диапазоне частот, ограниченном частотой Найквиста дискретного сигнала, и не зависит от длительности сигнала посылки.

Так как обработка во временной области без переноса спектра является оптимальной по ОСП на выходе, следует по возможности стремиться использовать данный метод. Для реализации всей обработки сигнала гидролокатора во временной области необходимо использовать вычисления на ПЛИС или специальных параллельных процессорах.

Оптимальный вариант обработки с точки зрения вычислительной сложности и точности полученных оценок эхосигнала показывает смешанная обработка, когда самая ресурсоемкая операция, согласованная фильтрация, производится в спектральной области, а вся остальная обработка – во временной.

Функциональность всех описываемых методов обработки проверялась на численной модели, для проверки которой генерировались сигналы и помехи и анализировался сигнал на выходе.

Приведенные формулы позволяют вычислять и моделировать сигналы и все виды помех, встречающихся в системах МПР, не прибегая к спектральным преобразованиям. Полученные соотношения позволяют моделировать сигналы и помехи на входах элементов антенной решетки, формируя пространственные каналы описанными алгоритмами гидролокатора МПР.

Процессы не нормируются и отношение сигнал/помеха вычисляется по результатам расчетов или численного имитационного моделирования.

Работа выполнена в рамках мероприятия 1.3.1 «Проведение научных исследований молодыми учеными-кандидатами наук и целевыми аспирантами в научно-образовательных центрах» направления 1 Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» по Государственному контракту № П-932 от 20.08.2009 г.

## Литература

1. Найт У.С., Придэм Р.Г., Кей С.М. Цифровая обработка сигналов в гидролокационных системах // ТИИЭР. 1981. Т.69, № 11. С.84–154.
2. Applebaum S.P., Chapman D.J. Adaptive arrays with main beam constraints. IEEE Trans. Antennas Prop. 24:650–662. 1976.
3. Белов Б.П., Семенов Н.Н. и др. Система автоматизированного проектирования антенн и расчета помех. Изд.2. СПбГМТУ, 2010. 196 с.
4. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. Изд.2. М.: Бином, 2006. 652 с.
5. <https://ccrma.stanford.edu/~jos/resample/>
6. Информационные технологии в радиотехнических системах / Под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им.Н.Э. Баумана, 2004. 766 с.
7. Гусев В.Г. Системы пространственно-временной обработки гидроакустической информации. Л.: Судостроение, 1988. 263 с.
8. Акустика океана / Под ред. Л.М. Бреховских. М.: Наука, 1974. 696 с.
9. Андреева И.Б. Физические основы распространения звука в океане. Л.: Гидрометеоиздат, 1975. 190 с.
10. Урик Р.Д. Основы гидроакустики. Л.: Судостроение, 1978. 446 с.
11. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана. Л.: Гидрометиздат, 1982. 264 с.

Статья поступила в редакцию 22.06.2010 г.

