

Б.А.НЕЛЕПО
Г.В.СМИРНОВ
А.Б.ШАДРИН

**ИНТЕГРИРОВАННЫЕ
СИСТЕМЫ ДЛЯ
ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ
ИССЛЕДОВАНИЙ**



Ленинград
Гидрометеоздат
1990

УДК 551.46.08

НЧВ

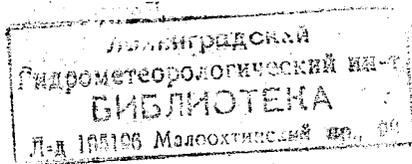
Рецензент д-р техн. наук В. С. Ястребов

Приведены основные результаты работ по созданию гибких измерительных гидрофизических комплексов. Подробно анализируются принципы построения глубоководных модульных измерительных преобразователей. Изложение ведется с общих позиций на основе применения принципов системного анализа.

Книга рассчитана на широкий круг научных работников, аспирантов и студентов, специализирующихся в области развития средств автоматизированной измерительной техники для океанологических исследований.

In the book "Intergrating systems for hydrophysical research" by B. A. Nelepo, G. V. Smirnov, A. B. Shadrin given are major results of the research aimed at producing flexible measuring hydrophysical systems. The principles of designing deep-sea module measuring instruments is analysed. The interpretation is carried out from general positions on the basis of the application of systems analysis's principles. The book will be useful primarily for scientific workers, post-graduates and students specializing in the development of automated measuring instruments as applied to oceanologic research.

350222



Н 1805040600-025 35-90
069 (02)-90

ISBN 5-286-00448-2

© Б. А. Нелепо, Г. В. Смирнов,
А. Б. Шадрин, 1990 г.

Разработка и создание автоматизированных информационно-измерительных систем для научно-исследовательских судов впервые были начаты под руководством академика АН УССР А. С. Колесникова.

Методы и средства измерений океанологических параметров океана достаточно подробно рассмотрены в работах А. Н. Парамонова, В. С. Ястребова, Л. Л. Утякова, В. И. Шехватова, К. Д. Сабинина, П. Н. Ерофеева, В. М. Кушнира и П. А. Калашникова. Вопросы теории измерений основных гидрологических элементов освещены в работах А. М. Яглома, С. В. Доценко, И. М. Шендеровича, В. М. Ефимова, Г. Г. Меньшикова, Б. Н. Беляева, С. Кортмана, А. Н. Парамонова, И. Е. Тимченко. Возможности оптимального планирования и проведения экспериментов в океане рассмотрены в работах А. С. Молина, Б. А. Нелепо, В. Г. Корта, В. И. Беляева, Г. Чернока, С. Полларда, М. Бриско.

Цель настоящей книги — отразить пути развития комплекса измерительных средств в гидрофизике с позиций прогрессивных направлений современной системогенетики, связанных с проблемами агрегирования, опережающего развития и стандартизации интерфейсов для сжатия этапов проектирования и обеспечения преемственности типовых решений. В качестве иерархии целей рассмотрены результаты разработок многоцелевых, модульных гидрофизических измерителей, гибких измерительно-вычислительных комплексов для анализа текущих гидрофизических характеристик с ориентацией на качественно новый уровень обеспечения постановки и проведения многоплановых гидрофизических исследований [40, 77, 78, 91—94]. Основное внимание уделено способам решения задач обеспечения единства в создании концептуально-информационных моделей гибких информационных технологий в гидрофизике на основе использования всего арсенала решений в современной измерительной, управляющей и вычислительной технике, а также достижений в плане создания теорий открытых сетей, интеллектуальных интерфейсов и мультимедийных распределенных систем.

Океаносистемотехника в гидрофизике с этих позиций в данной работе рассмотрена в плане:

единства концептуально-информационных моделей интегрированных систем;

ускорения развития новых технологий;
техники интерфейсов в гибких системах.

Материалы монографии базируются на 10-летнем опыте проектирования информационно-измерительных систем под руководством авторов. В работах по проектированию измерительных комплексов принимали участие В. З. Дыкман, В. В. Холкин, С. А. Лавров, В. Г. Анблагов, М. И. Иваненко, В. А. Петров, Ю. И. Шаповалов, В. Е. Ячменев, А. Ф. Мирончук, Г. А. Сафонов, М. М. Коломойцев, М. Е. Рабинович. Техническую помощь в оформлении монографии оказали В. П. Вечасова и Н. Н. Кулакова.

Океаносистемотехника в гидрофизике

К настоящему времени в области больших масштабов Мирового океана изучены основные системы течений, общие закономерности накопления и переноса тепла, формирование и трансформация водных масс. Однако, несмотря на все более возрастающую интенсивность изучения Мирового океана, уровень сегодняшних знаний законов, определяющих его жизнь, далеко не соответствует практическим потребностям.

В то же время полученные за последние десятилетия знания привели к пониманию того, что океан существенно изменчив. Его изменчивость проявляется на масштабах от миллиметров до сотен километров, от долей секунд до многих месяцев и лет; она приводит к колебаниям таких важных характеристик, как перенос тепла интенсивными течениями типа Гольфстрима, изменению положений осей течений и фронтальных зон, образованию рингов и генерации океанских вихрей [24, 63].

Измерительные средства, с помощью которых получают фактические данные, непрерывно совершенствуются, однако методика проведения измерений в основном разработана с ориентацией на использование океанографических судов, буйковых станций, морских платформ и береговых гидрологических станций [70, 71].

С практической точки зрения весьма важным является факт наличия интенсивных вариаций гидрофизических полей океана на так называемых синоптических масштабах (десятки и сотни километров, недели и месяцы). По имеющимся к настоящему времени оценкам, энергия, заключенная в синоптических масштабах, сравнима с энергией крупномасштабных океанических течений, поэтому текущее состояние весьма далеко от среднего многолетнего. В этом смысле можно говорить, что в океане, так же как в атмосфере, на фоне климатических и сезонных изменений существует своя погода, для определения и прогноза которой необходимо существенно повысить оперативность и верность измерений соответствующих характеристик на акваториях никак не меньше масштабов синоптической изменчивости.

На основе изучения проблем системогенетики технических средств рассмотрены задачи создания и освоения в производстве микроэлектронных, многоцелевых, модульных гидрофизических измерителей (МГИ). Выделены перспективные решения по обеспе-

чению преемственности и опережающей стандартизации прогрессивных системообразующих компонентов (интерфейсов) при построении гибких измерительно-вычислительных комплексов для анализа текущих характеристик процессов в многоплановых гидрофизических исследованиях [78, 94].

1.1. Концептуально-информационное единство многоплановых океанографических исследований

Все сказанное привело океанологов к пониманию того, что исследование процессов, протекающих в океане, может быть эффективным в полной мере только при условии привлечения принципиально новых методов и средств измерений.

Космические дистанционные измерители, являясь новым инструментом в руках исследователей, принципиально отличаются от традиционных океанографических измерителей пространственным осреднением исследуемых характеристик, что предъявляет соответствующие требования к организации интегрированных систем, решающих задачи гибкого взаимодействия дистанционных, контрольно-калибровочных полигонных подсистем и береговых центров с учетом специфики и возможностей развития комплекса технических средств современной океаносистемотехники. Ключом к созданию интегральной океаносистемотехники в гидрофизике (ИГО), по мнению авторов, является решение проблем обеспечения единства концептуально-информационных моделей гибких информационных технологий на основе теорий открытых сетей и искусственного интеллекта.

В монографии определены перспективные направления и сформулированы требования к информационным моделям организации многоплановых гидрофизических экспериментов (табл. 1.1, 1.2). При этом можно выделить следующие направления организации исследований:

Таблица 1.1

Основные направления гидрофизических исследований

Взаимодействие атмосферы и океана. Обмен энергии, момента, тепла, влаги и вещества между океаном и атмосферой. Пограничные слои океан—атмосфера

Радиационный баланс (бюджет) системы океан—атмосфера в Центральной Атлантике. Осадки и испарение. Количество энергии в приводном слое атмосферы. Ветровые поверхностные волны. Тонкая термогидродинамическая структура морской поверхности

Деятельный слой океана

Разработка информационных моделей верхнего пограничного слоя океана с учетом действия атмосферных возмущений, течений, внутренних волн, поверхностных загрязнений и других факторов. Источники и структура турбулентности в квазиоднородном слое. Обмен энергией, моментом, теплом, солью, массой квазиоднородного слоя с сезонным и главным термоклином (внутренние волны, вертикальные потоки). Структура течений и адвективный перенос

в деятельном слое океана. Конвективное перемешивание. Возбуждение внутренних волн. Синоптическая изменчивость в деятельном слое. Крупномасштабные температурные аномалии

Перенос энергии, момента, тепла, массы, соли крупномасштабными течениями. Изменчивость крупномасштабных течений

Гольфстрим. Северо-Атлантическое течение. Течения у Срединно-Атлантического хребта. Канарское течение. Система течений тропической Атлантики. Течения в зоне свердруповского переноса. Механизмы обмена между круговоротами. Изучение уровня физической поверхности океана для расчета динамики течений. Связь крупномасштабных гидрофизических полей с рельефом дна

Синоптическая изменчивость океана

Перенос тепла, соли, энергии, момента, массы вихрями. Механизмы и зоны генерации вихрей. Трансформация и диссипация вихрей. Статистика синоптической изменчивости. Планетарные краевые и захваченные волны. Биологические аспекты синоптической изменчивости

Абиссальная циркуляция

Структура глубинной циркуляции. Перенос энергии, момента, тепла, соли, массы глубинными течениями. Вертикальные движения на нижней границе главного термоклина. Обмен поверхностных и глубинных вод у экватора. Роль синоптических процессов в формировании глубинной циркуляции.

Апвеллинг

Пространственное распределение и временная изменчивость основных гидротермодинамических полей в районах апвеллингов. Связь с ветровым режимом. Связь с изменчивостью пограничного течения. Определение функциональных и прогностических связей между гидрохимическими, гидрооптическими и гидробиологическими характеристиками вод. Возбуждение и трансформация поверхностных и внутренних волн в прибрежных районах

Вероятностно-статистические характеристики океанологических полей

Районирование однородного слоя. Сезонный термоклин и слой скачка. Основной океанический термоклин. Районирование внутренних волн

Исследование роли внутренних пограничных слоев (фронтальные, динамические, активные зоны, экваториальная область океана) в энергетическом режиме океана. Построение физико-математических моделей формирования основных океанологических полей тропической и субтропической Атлантики

Модели механизмов, явлений. Модели отдельных регионов. Глобальные модели

Таблица 1.2

Эксперименты и методика

Долговременные эксперименты, требующие систематического выполнения стандартных измерений

Пограничные слои. Измерения в пограничных слоях океана и атмосферы радиационного баланса, осадков и испарения, основных гидрофизических параметров, турбулентной структуры пограничных слоев, характеристик поверхностных волн, структуры течений и адвективного переноса в деятельном слое океана, проявления внутренних волн на поверхности

Методика: дистанционные измерения с ИСЗ, измерения с помощью дрейфующих буйев, корабельные измерения

Крупномасштабный перенос

Исследования переноса энергии, момента тепла, соли, массы течениями субтропического круговорота и тропической Атлантики. Изменчивость переноса

Методика: стандартные гидрологические и буйковые разрезы и полигоны, дрейфующие буи, дистанционные измерения температуры поверхности в видимом диапазоне с ИСЗ

Районирование синоптических вихрей и статистика

Определение зон генерации синоптических вихрей и статистика синоптической изменчивости

Методика: постановка кустов АБС, гидрологические разрезы, измерение температуры поверхности и спектров излучения в видимом диапазоне с ИСЗ

Свердруповский перенос

Изучение течений и адвективного переноса в открытом океане, описание вертикальных движений на нижней границе главного термоклина, изучение структуры глубинных течений и связанного с ними адвективного переноса

Методика: систематическое выполнение стандартного крупномасштабного полигона, запуски дрейфующих буюв, химические радиоактивные трассерные исследования

Краткосрочные эпизодически повторяемые эксперименты

Синоптические вихри, Исследование механизмов переноса вихрями, трансформации вихрей, рециркуляций, связанных с вихрями, биологических аспектов

Методика: комплексные полигоны, трассерные измерения, дрейфующие буи

Топографические, краевые и планетарные волны

Исследования характеристик краевых и захваченных волн, их возбуждения, связанного с ними переноса в характерных областях океана

Методика: гидрологические и буйковые полигоны в особых районах океана (прибрежная область, шельф, район хребта, экватор), гидрологические разрезы, метеонаблюдения (корабельные и с ИСЗ), дистанционные измерения температуры поверхности в видимом диапазоне с ИСЗ

Деятельный слой

Исследования взаимодействия квазиоднородного слоя с приводным слоем атмосферы и сезонным термоклином, источников и структуры турбулентности в однородном слое, конвективного перемешивания, короткопериодных внутренних волн

Методика: гидрологические и буйковые микрополигоны, корабельные дистанционные измерения, разрезы буксируемой аппаратурой, изучение тонкой структуры температуры и скорости, трассеры для оценки вертикальных потоков, тонкие исследования на стационарных полигонах

Апвеллинг

Исследования формирования температурных аномалий, связи с ветровым режимом, изменчивостью пограничного течения, биологические исследования

Методика: комплексные полигоны, гидрологические трассерные исследования, метеонаблюдения

развитие дистанционных методов;
выполнение стандартных разрезов по схеме типовых рейсов
решения общей проблемы;
выполнение краткосрочных полигонных исследований для решения отдельных подпрограмм;
попутные разрезы;
запуски дрейфующих буюв;
долговременные постановки кустов буюв;
выделение 2—3 лет на проведение эксперимента «Свердруповский перенос».

Для обеспечения возможности выполнения многоплановых исследований решаются задачи:

разработки и внедрения дистанционных спутниковых методов слежения за состоянием океана и методов интерпретации дистанционных измерений;

разработки и изготовления притопленных АБС;

изготовления и отладки электронных измерителей скорости и температуры;

создания парка дрейфующих буев с фиксацией их положения с ИСЗ;

внедрения в практику исследований методики зондирований гидрологическим комплексом на ходу судна и оборудования судов соответствующей техникой;

обеспечения судов навигационными системами с точностью определения не менее 200 м;

развития гидрохимических, гидрооптических, радиоактивных трассерных методов исследований;

оснащения судов гибкими информационными комплексами;

создания кассеты батометров;

создания гидрохимических зондов;

создания микропроцессорных гидрофизических измерителей.

1.2. Приборостроение в гидрофизике

Дальнейшее развитие океанографического приборостроения в существенной степени, на наш взгляд, будет определяться основными проблемами хозяйственной деятельности человека, связанной с Мировым океаном.

Без определения приоритета их можно перечислить в следующем порядке:

добыча полезных ископаемых;

добыча рыбы, морского зверя, моллюсков, водорослей;

разведение рыбы, моллюсков, водорослей, морского зверя;

освоение энергии приливных и волновых явлений;

совершенствование морских грузоперевозок, решение задач навигации, безопасности мореплавания, выявление оптимальных океанских маршрутов с учетом течений, ветровых и волновых явлений;

создание долгосрочных прогнозов погоды;

разработка теории климата на планете.

Этот перечень может быть продолжен, но даже в таком кратком изложении он позволяет сформулировать требования к объему и виду информации о процессах, которые происходят в водной толще и приводном слое атмосферы, необходимой при решении перечисленных проблем.

Так, добычу нефти и газа, освоенную в шельфовой зоне, необходимо распространить на всю акваторию Мирового океана. В свою очередь выполнение буровых работ на больших глубинах, устройство островных или заякоренных оснований нефтяных вышек, организация работ по их эксплуатации потребуют знания прогнозов погоды, ветрового волнения и характера волновых явлений.

Добыча железомарганцевых конкреций потребует организации сложных работ на больших глубинах. При этом в работах будут участвовать надводные суда, подводные аппараты, связанные с судами-носителями элеваторы и т. д. Таким образом, эти работы требуют прогноза погоды, ветрового волнения и волновых явлений в водной толще. Добыча рыбы, морского зверя, моллюсков, водорослей активно развивается в последние годы, и уже актуальным становится вопрос об оптимальной организации этих работ, с одной стороны, позволяющей добывать максимум биомассы, а с другой — не подрывающей процесса воспроизводства. Организация добычи всех морепродуктов требует информации об изменчивости температуры и солёности в верхнем слое океана, изменении географического положения зон подъема водных масс, богатых питательными веществами, определения местонахождения биологически активных зон и вновь прогноза погоды и ветрового волнения. Организация рыбоводческих, звероводческих хозяйств, плантаций по выращиванию моллюсков и водорослей также в существенной степени зависит от погодных условий, ветрового влияния и волновых явлений, характеризующих данный район.

Освоение энергоресурсов океана (приливные, волновые и ветровые электростанции) напрямую связано с долгосрочным прогнозом всех этих явлений. Безопасность мореплавания, решение задач подводной и надводной навигации требуют знания прогноза погоды, ветрового волнения, движений в том или ином районе океана, скорости и направления течений, глубины залегания слоя сезонного термоклина [24, 25, 39, 63, 64].

Таким образом, дальнейшее развитие хозяйственной деятельности человека, связанной с Мировым океаном, развитие науки об Океане, на наш взгляд, требует сбора информации об изменчивости параметров водной среды и приводного слоя атмосферы практически на всей акватории постоянно. Можно говорить о целесообразности измерения тех или иных параметров, о большей информативности отдельных параметров, но суть остается одна — необходим мониторинг Мирового океана. В настоящее время наиболее перспективным направлением существенного расширения сбора информации в Мировом океане является использование судов при попутном сборе информации и передаче ее в Центры данных, а также развитие системы сбора и обработки данных с помощью научно-исследовательских судов всех министерств и ведомств, занимающихся изучением Мирового океана. Вторым направлением развития системы сбора информации об изменчивости физических полей Мирового океана является измерение этих параметров с помощью ИСЗ, т. е. создание спутникового мониторинга Мирового океана, который в свою очередь предусматривает контроль измеряемых параметров контактным методом на калибровочных полигонах и судах обеспечения.

Основным направлением в программе исследования Мирового океана, соответствующим перечисленным задачам, является создание термогидродинамической модели Мирового океана и модели

взаимодействия океана и атмосферы с учетом влияния материков с целью разработки долговременного прогноза погоды, а также теории климата на планете.

Анализируя изложенный материал, учитывая характер и направление развития научного приборостроения в других областях знаний, реальное состояние дел в развитии элементной базы, формулируем основные задачи, стоящие перед океанографическим приборостроением, и пути его развития в ближайшее десятилетие:

1) создание новой аппаратуры: зондирующих, буксируемых и стационарных систем с использованием уже имеющихся разработок для их серийного выпуска и оснащения судов, полигонов и гидротехнических сооружений с целью попутного сбора информации об океане; комплекса научной аппаратуры для спутниковых измерений; новых измерительных систем — зондов, буксиров, автономных, дрейфующих и донных станций, судовых акустических, лазерных и других систем;

2) построение единой системы сбора, предварительной обработки и документирования информации.

Решение этих задач базируется на заделе в разработке модульных информационно-измерительных систем и систем дистанционного измерения параметров. При этом необходимы только производственные мощности с целью организации серийного производства аппаратуры в условиях активно развивающейся отечественной элементной базы, позволяющей достаточно легко решать вопросы проектирования и компоновки погружаемых и бортовых устройств измерительных комплексов.

Наиболее трудными остаются вопросы: совершенствования первичных измерительных преобразователей; создания их математических моделей; улучшения их конструкций и технологии производства; разработки новых преобразователей; перехода к гибким информационным технологиям.

Многообразие принципов действия применяемых в океанографических системах измерительных преобразователей связано с отсутствием универсальных методов изучения различных явлений и процессов. Специализация и возможности существующих методов и средств проявляются только в конкретных ограниченных условиях, и ввиду многообразия задач, решаемых экспериментальной океанографией, а также сложности и неоднозначности воздействий исследуемой среды на чувствительные элементы, отыскание универсальных методов не представляется возможным в обозримом будущем.

Учитывая положительный опыт в создании параметрических рядов первичных измерительных преобразователей гидрофизических элементов, можно полагать, что многие из широко применяемых в настоящее время методов и средств не утратят своей роли и впредь. Следует выделить ряд освоенных методов и средств:

измерения температуры (проволочные и пленочные металлические термометры сопротивления, термисторы, термопары и пьезоэлектрические преобразователи);

измерения электрической проводимости (индукционные и кондуктометрические преобразователи);

измерения скорости потока (импеллеры различных модификаций, акустические, магнитогидродинамические преобразователи, термоанемометры);

измерения направления течения (магнитные компасы, индукционные гальваномангнитные преобразователи, гироскопы);

измерения скорости распространения звука (пьезоакустические преобразователи и косвенные методы измерения);

измерения концентрации растворенного в воде кислорода (различные разновидности полярографического метода);

измерения концентрации ионов в морской воде (водородный показатель, сероводород, микроэлементы и т. д.) потенциометрическими методами.

Дальнейшее развитие получают оптические преобразователи и системы для изучения сложных характеристик водной среды.

Вследствие ряда причин как объективного, так и субъективного характера в современном океанографическом приборостроении возник существенный разрыв в тенденциях и темпах развития многообразия измерительных преобразователей гидрофизических элементов и гибких измерительно-вычислительных комплексов. Совокупность проблем, связанных с ликвидацией такого положения в океанотехнике, а также с перспективой развития микропроцессорных гидрофизических измерителей на основе обеспечения преемственности с существующими методами и средствами, распадается на две группы: организационные и научно-технические. Среди проблем первой группы наиболее значительными являются вопросы системного подхода, стандартизации и унификации, что обусловлено необходимостью массового производства разнообразных, надежных и дешевых первичных измерительных преобразователей с нормированными выходными параметрами. Вторая группа проблем включает в себя вопросы теоретического и практического изучения энергетических и информационных процессов, протекающих внутри первичных измерительных преобразователей, а также разработки математических моделей взаимодействия первичных измерительных преобразователей с объектом измерений с целью оценки методических погрешностей и их коррекции. К последней задаче вплотную примыкает задача создания технических средств имитации параметров морской среды в лабораторных условиях, осуществляющих комплексное взаимодействие на исследуемый первичный измерительный преобразователь физических, химических и биологических аспектов водной среды.

В области освоения новых средств и методов восприятия изменчивости параметров водной среды с достаточной степенью верности можно отметить все более широкое распространение достижений в разработке оптоэлектронных, акустических, радиоволновых и рентгеноструктурных приборов.

Уже в ближайшее время в прикладной океанографии начнут широко использоваться измерительные средства, оснащенные ин-

тегральными первичными измерительными преобразователями, построенными на последних достижениях физики твердого тела и интегральной технологии. Помимо высокой надежности, долговременной стабильности параметров, взаимозаменяемости и других преимуществ, характерных для полупроводниковых приборов, такие первичные преобразователи могут комплексоваться со средствами микроэлектроники, включая микропроцессоры.

Вторым прогрессивным направлением в области океаноприборостроения является применение многофункциональных, многомерных преобразователей, решающих задачи эффективного изучения не отдельных значений и элементов, а процессов и полей в океане. Голографические, телевизионные, рентгенографические и другие многомерные измерительные преобразователи подобно рецепторным полям биологических анализаторов позволят воспринимать поля исследуемых величин. Их применение позволит существенно повысить эффективность исследований [42, 92].

1.3. Ускорение развития новых технологий

Для развития фундаментальных и прикладных исследований Мирового океана на современном этапе характерно углубление специализации отдельных и обособление даже близких научных направлений. Преодоление в этих условиях общего информационного кризиса требует концентрации усилий в области создания новой информационной технологии, к числу элементов которой можно отнести разработку всей иерархии технических средств для интегральной океаносистемотехники в гидрофизике (ИГО). При этом наиболее актуально существенное расширение исследований в области создания более совершенных традиционных и принципиально новых видов, групп и типов интегральных микропроцессорных измерителей гидрофизических и других элементов [77, 78].

Выделяя системотехнические компоненты в океанотехнике начала 80-х годов, рассмотрим перспективные элементы и решения в плане развития интегральной океаносистемотехники в гидрофизике 90-х годов. В качестве основного фактора ускорения разработок гибких систем выделим обеспечение преемственного развития базовых и типовых решений в технике интерфейсов компьютерных сетей для сжатия основных этапов «жизненных» циклов интегральной океаносистемотехники в гидрофизике.

Ядром разработок измерительно-вычислительных комплексов и программируемых цифровых приборов 80-х годов можно считать компьютеры и микрокомпьютеры с архитектурой общей магистрали для процессора, оперативной и постоянной памяти и специализированных внешних подсистем. При этом наиболее широко используются 8—32-разрядные компьютеры с архитектурой общей магистрали.

Наличие международного стандарта на интерфейс ОБЩАЯ ШИНА, готовых к многоцелевому использованию дисковых опе-

рациональных систем реального времени и развитых пакетов прикладных программ на языках высокого уровня позволяет ориентироваться на применение 8—32-разрядных микросистем в разработках проблемно-ориентированных измерительно-вычислительных комплексов. Причем в старших моделях этих семейств реализуется обработка данных с форматом 8—64 бит, имеется оперативная память свыше нескольких мегобайт и дисковая память не менее 100 Мбайт.

В разработках многоцелевых программируемых приборов 80-х годов чаще всего используются микропроцессорные средства семейства 8080—8086, 8088, 80186—80386. Это связано с наличием: типовых одноплатных многошинных микропроцессорных систем, многообразием однокристалльных портов ввода-вывода, адаптеров и связанных процессоров; сетевых однокристалльных одноплатных компьютеров для этих семейств, а также с успехами в плане международной стандартизации мультипроцессорных и многошинных микросистем.

Необходимость постоянного развития состава модулей различного назначения в системах автоматизации научных экспериментов стимулировала широкое распространение крейтов САМАС и освоение массового выпуска (более 600 наименований) модулей для магистрально-модульных подсистем на базе средств САМАС и МОСАМАС [78].

Своевременная ориентация на разработки международных стандартов на интерфейсы (ОБЩАЯ ШИНА, САМАС, мультипроцессорная шина) в условиях высоких темпов развития поколений элементной базы способствует решению задачи обеспечения преемственности развития системных компонентов проблемно-ориентированных иерархических магистрально-модульных комплексов 80-х годов [7—13, 76].

Примером объединения основных решений в области проектирования гибких иерархических систем можно считать разработку интегрированной многоцелевой системы для научно-исследовательских судов [13].

Теоретической базой развития техники интерфейсов для гибких систем в океаносистемотехнике 90-х годов, как и в целом для новой информационной технологии, можно считать исследования в области искусственного интеллекта и компьютерных открытых сетей. Уже сейчас в области искусственного интеллекта выделяются исследования по имитации творческих процессов, созданию интеллектуальных интерфейсов, компьютеров, роботов и приборов. Решения в области синтеза систем [в направлении исследований лабиринтной модели мышления (Э. Трондайк); семантической модели мышления (В. Н. Пушкин); фреймов (М. Минский)] привлекают внимание разработчиков к новой информационной технологии 90-х годов и частично уже реализуются в разработках гибких систем для автоматизации исследований, проектирования, производства и управления на базе теории и техники открытых локальных сетей [97, 98].

Перспективы повышения производительности на 2—3 порядка в компьютерах 5-го поколения в условиях достижения предельных параметров для элементной базы тесно связаны с концентрацией усилий разработчиков на направлении интеллектуализации компьютеров за счет: отхода от традиционных архитектур и принципов фон Неймана; перехода к вычислениям управляемых потоков данных; использования достижений непроцедурного программирования.

Необходимость создания интеллектуальных интерфейсов связана с устранением информационного барьера между пользователями и ресурсами системных аппаратных и программных средств гибких систем, а также крайней необходимостью ускорения развития прикладных программных средств на уровне новейших системотехнических решений силами пользователей, а не только групп высококвалифицированных системных специалистов, не имеющих глубоких знаний специфики конкретных направлений научных и прикладных исследований.

Концентрация усилий разработчиков компонентов компьютерных систем и проблемно-ориентированных систем в области создания совершенной системы словарей-справочников данных и системы управления базой данных для перспективных операционных систем отражает новый этап в создании элементов новой информационной технологии, в том числе и для интегральной океаносистемотехники в гидрофизике. Системы словарей — справочников данных упрощают работу на уровне баз знаний и содержат декларативные и процедурные знания об объектах, предметах, явлениях и процессах. Совокупность квантов знаний реализуется в форме разнообразных семантических сетей и фреймов. При этом система управления базой данных обеспечивает конкретизацию данных и характеристик систем словарей-справочников данных. В этой части интеллектуального интерфейса следует выделить разработки программ-планировщиков. Это программы, необходимые для автоматизации построения ориентированного подграфа в семантической сети, ведущие от вершины «Исходные данные» к целевой вершине «Постановка задачи». Лингвистический процессор в рамках техники интеллектуальных интерфейсов должен автоматически переводить профессиональные диалекты естественного языка пользователя на язык базы данных компьютера и обратно и работать на основе моделей языка и прикладной предметной области, выполняя семантический, синтаксический и морфологический анализ запросов и ответов в системе.

Развитие средств логического вывода (через процедуры исполнения в системах словарей-справочников данных путем их выявления в источниках знаний, обобщения знаний и проверки их на непротиворечивость) следует ожидать на базе исследований в области неклассических и псевдофизических логик. В результате обобщения решений в этой области уже сейчас используются различные интеллектуальные системы: информационно-поисковые, экспертные и расчетно-логические. Поэтому в разработках новой

информационной технологии распространены иерархические базы знаний на предметном, математическом и программном уровнях, причем ускорение внедрения и совершенствование прикладных решений в таких системах будут продуктивными для интегральной океаносистемотехники в гидрофизике [78].

Распределенный искусственный интеллект и мультисистемы искусственного интеллекта захватывают воображение современников. Их создание необходимо, так как тесно связано с принципиальным отличием распределенного решения задач в интеллектуальных системах.

Это направление в области развития новой информационной технологии связано с необходимостью решения проблемы образований распределенных гибких сетей из групп экспертных и информационно-поисковых систем, обеспечивающих продуктивный многоаспектный объективный диалог и распознавание сложных явлений и процессов, а также упрощающих программно-целевое планирование всех этапов и аспектов «жизненных» циклов гибких систем: идея — исследование — проектирование — производство — эксплуатация — модернизация.

Для ускорения внедрения перспективных решений в области новых информационных технологий стимулируется новый уровень развития связей между отраслями народного хозяйства, тесно связанными по целевому назначению производимой продукции, технологически и экономически в части совершенствования и развития межотраслевого баланса. Поэтому можно ожидать развития прямых взаимных связей разработчиков различных подсистем и создания на этой основе более интеллектуальных гибких систем. При этом усилия в основном направлены на улучшение параметров и характеристик микропериферийных устройств для персональных компьютерных систем (сенсорные клавиатуры с развитыми функциональными дидактическими возможностями, винчестерские накопители, газоразрядные панели переменного тока с внутренней памятью с информационной емкостью свыше 1 000 000 бит, а также различные сенсорные экраны на основе инфракрасной, светодиодной и другой координатной техники, лазерные печатающие устройства с практически типографским качеством штриховых изображений).

Опережающее развитие интерфейсной техники (от сетевых однокристалльных компьютеров до интеллектуальных систем словарей-справочников данных) во многом будет способствовать ускорению внедрения элементов новых информационных технологий в разработки средств интегральной океаносистемотехники в гидрофизике 90-х годов. При этом программно-целевое планирование развития таких средств должно опираться на обеспечение ответственности во всем арсенале системных компонентов с учетом объективного процесса дифференциации научных и прикладных знаний и необходимостью освоения малолюдных технологий.

1.4. Многоцелевые интегрированные комплексы

Выделяя интегративные аспекты для сжатия «жизненных циклов», в первую очередь рассмотрим решения в технике интерфейсов гибких измерительно-вычислительных комплексов для многоплановых гидрофизических исследований [77—79]:

рациональное использование стандартных интерфейсов;

использование типовых компьютерных систем, аппаратуры САМАС и унификация интерфейсных модулей;

концентрация усилий разработчиков на создание расширенных пакетов программ и введение элементов самоидентификации данных (меток и таблиц описания параметров и состояний системы);

расширение возможностей специализированных судов и научных подсистем на основе использования лучших в мировой практике разработок регистрирующих, запоминающих и отображающих устройств с целью максимального освобождения океанологов от рутинной, малоэффективной работы при проведении сложных комплексных экспериментов;

концентрация усилий разработчиков на создание многошинных интерфейсов;

унификация нижних уровней сетевых интерфейсов на основе одноплатных микросистем;

расширение использования микросистем в подсистемах для гидрофизических исследований;

ориентация на микропроцессоры со сверхмалым потреблением энергии;

разработка микроинтерфейсов для измерительных преобразователей, импульсных источников энергии и сетевых адаптеров;

опережающее развитие системных и прикладных программных средств на базе твердотельной постоянной и оперативной памяти.

Комплекс для автоматизации многоплановых океанографических исследований (КАМОИ) (рис. 1.1) разработан на основе результатов исследований магистрально-модульных аппаратных и программных средств аппаратуры САМАС, приборного интерфейса GPIB и анализа тенденций развития семейства микрокомпьютеров со структурой с общей магистралью Unibus и Q-bus [13].

КАМОИ можно рассматривать как многоуровневую иерархическую систему. Верхний уровень управления реализован на основе двух компьютеров из семейства PDP11, взаимодействующих через адаптеры (А1, 2) между собой и через адаптеры (А3, 4) и переключатель (П) с радиальным групповым интерфейсом (РГИ). Все проблемные подсистемы (ПС) взаимодействуют с РГИ и организованы на основе приборного интерфейса GPIB, управляемого микрокомпьютером (МК). К приборному интерфейсу (ИП) можно подключать любые приборы: источники (ПИ), приемники (ПП), источники-приемники (ПИП) и контроллеры (ПК). Микрокомпьютеры реализуют функции ПК и, кроме того, организуют взаимодействие с РГИ.

КАМОИ реализован с максимальным использованием готовых компонентов. Лабораторные подсистемы выполнены на основе средств САМАС, причем модули ПИ, ПП, ПИП для приборного интерфейса GRIV реализованы в конструктивах модулей крейтов САМАС и частично в виде универсальных интерфейсных модулей на основе микропроцессора. Радиальный групповой интерфейс (РГИ) для взаимодействия двухмашинного комплекса верхнего

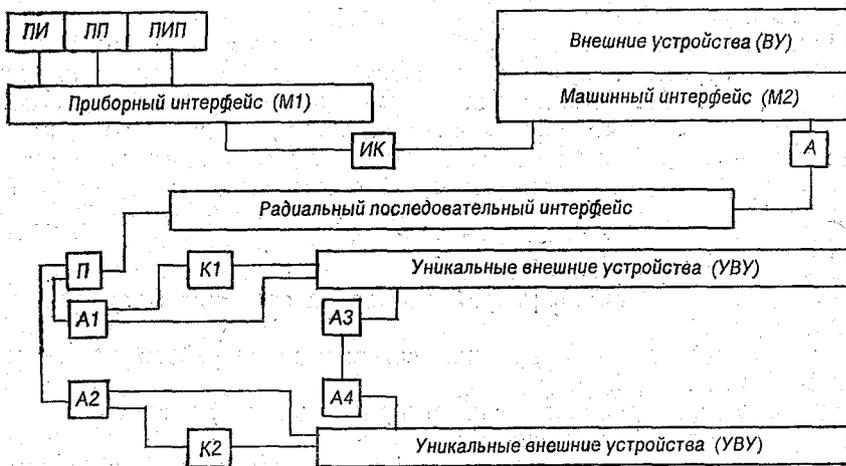


Рис. 1.1. Построение комплекса для автоматизации многоплановых океанографических исследований (КАМОИ).

уровня с лабораторными подсистемами реализован на основе радиальных последовательных интерфейсов (ИРПС) в стандарте RS232C. В этом интерфейсе для взаимодействия двух подсистем используются два модуля последовательного обмена, два модема (если расстояние больше 15 м), причем все модули выполнены в конструктивах аппаратуры САМАС.

КАМОИ использован в проекте судовой системы научно-исследовательского судна. При разработке КАМОИ учитывались необходимость организации распределенных по судну подсистем и 5—10-кратное увеличение уровня помех в судовых условиях. Места расположения двухмашинного комплекса и лабораторных компьютеров выбирались с учетом уменьшения вибраций и ускорений от бортовой, килевой и вертикальной качки, возможности обеспечения хорошей вентиляции и очистки воздуха. Во всех помещениях, где располагались измерительно-вычислительные подсистемы КАМОИ, предусмотрены компоненты для отделения цепей питания компьютеров и приборов от энергоустановок судна. Все приборы и подсистемы оборудованы сетевыми фильтрами и имеют дополнительное крепление и амортизаторы. Число накопителей на магнитных дисках на всех уровнях КАМОИ уменьшено

при увеличении числа накопителей на магнитных лентах и выборе компьютеров с максимально возможной оперативной памятью.

На рис. 1.2 показано взаимодействие геофизической (ГФС) и навигационной (НВС) систем в КАМОИ. Взаимодействие ГФС и НВС с вычислительным центром (двухмашинным комплексом верхнего уровня) организовано через интерфейсы радиальные последовательные (ИРП1, 2, 3). Управление основными измеритель-

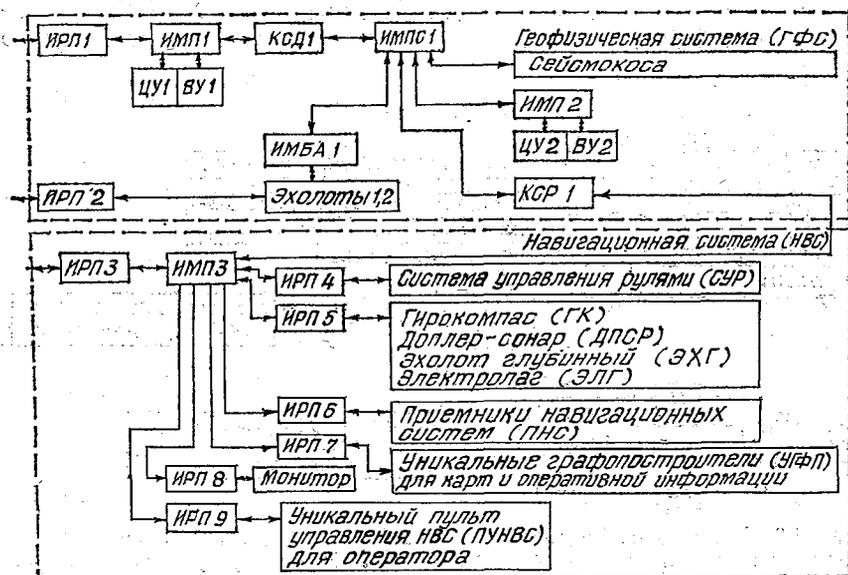


Рис. 1.2. Взаимодействие геофизической и навигационной систем в КАМОИ и структура интерфейсов.

ными и управляющими подсистемами выполняется тремя микрокомпьютерами с архитектурой общей магистрали асинхронной параллельной (ИМП1, 2, 3), к которым подключены центральные и внешние устройства (ЦУ и ВУ). Уникальное навигационное медленнодействующее оборудование взаимодействует с ИМП3 через отдельные ИРП4—9. Для уменьшения погрешности привязки данных сейсмического зондирования к полигону предусмотрен специальный канал связи релейный между ИМП3 и интерфейсом магистральным параллельным синхронным (ИМПС1) крейта САМАС, через который управляются компоненты сейсмокося (генераторы, приемники). Для управления эхолотами 1, 2 используется интерфейс магистральный байтный асинхронный (ИМБА1). В связи с большим расстоянием (500 м) между ИМП1 и ИМПС1 использован канал связи дуплексный (КСД1). Это обеспечивает возможность удаления геофизического комплекса на расстояние более 100 м от вычислительного центра. Компьютер на основе ИМП3 с обширной периферией и уникальным пультом управления

НВС (ПУНВС) решает задачу гибкого управления маршрутом судна относительно сложного полигона и регистрации новых данных на картах с учетом геофизических исследований. Наличие лучших навигационных подсистем обеспечивает высокую точность навигационных измерений координат в любых районах плавания. Для управления группой уникальных приборов используется ИМБА1, модули которого реализованы на базе конструктивов модулей для крейта САМАС и взаимодействуют с основным интерфейсом крейта — ИМПС1 (Dataway). Управление ИМПС1 выполняется через ИМП2 с ЦУ2 и ВУ2, входящих в структуру второго микрокомпьютера.

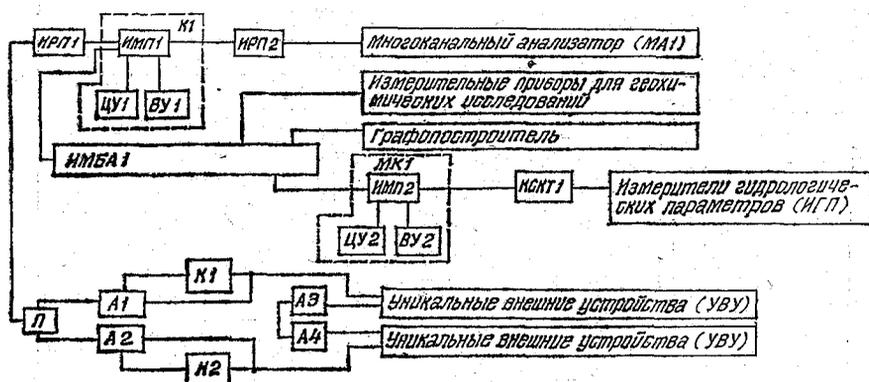


Рис. 1.3. Взаимодействие гидро- или геобиологических подсистем с двухмашинным вычислительным центром в КАМОИ и структура интерфейсов.

На рис. 1.3 показано взаимодействие гидро- или геобиологических систем в КАМОИ. Измерители гидрологических параметров ИГП океана через канал связи на основе кабель-троса (КСКТ) передают данные в микрокомпьютер (МК1). В геобиологической системе кабель-трос совмещен со шлангом, по которому поступает вода с заданной глубины. Медленные, сложные приборы, графопостроители и другие средства взаимодействуют с компьютером через общий интерфейс магистральный байтный асинхронный (ИМБА1) типа GР1В. Многоканальный анализатор (МА1) со встроенным вычислителем взаимодействует с компьютером через интерфейс радиальный последовательный (ИРП2) типа RS232С. Центральные и внешние устройства (ЦУ и ВУ) К1 через интерфейс магистральный асинхронный параллельный (ИМП1) и через интерфейс радиальный последовательный (ИРП1) взаимодействуют с переключателем (П) двухмашинного вычислительного центра, в котором можно отметить компьютеры (К1,2), адаптеры (А1—А4) и уникальные внешние устройства (УВУ).

Специфика реализации КСКТ связана с особенностями используемой лебедки и кабель-троса для выполнения вертикальных или

горизонтальных зондирований, а также с особенностями погружаемых измерителей гидрологических параметров (ИГП) (например, буксируемый насос в гидрологической системе, набор захлопывающихся «бутылок» в гидрологической системе или сложнейшие многофункциональные гидрофизические измерители). Результаты зондирования могут регистрироваться на уровне микросистемы (МК1), в составе ВУ2 которой предусмотрен накопитель на магнитной ленте, а также специальный экран для оперативного

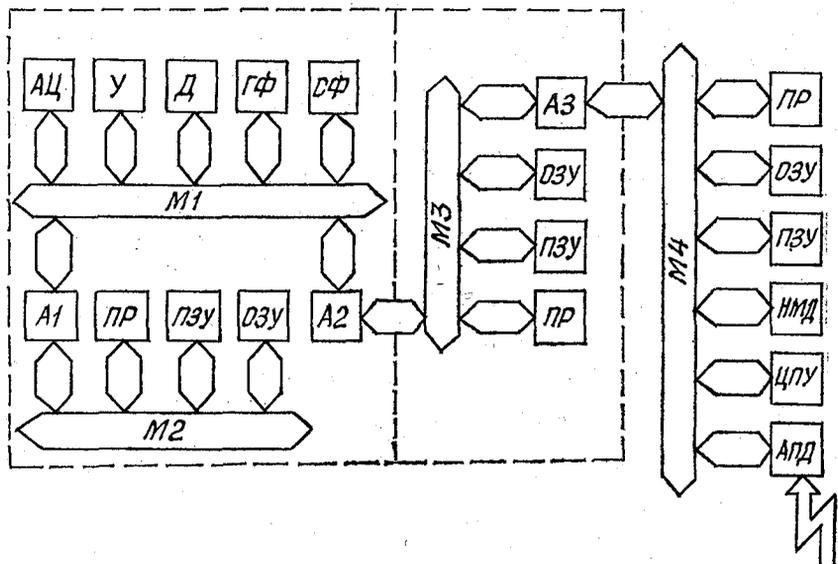


Рис. 1.4. Комплекс для анализа текущих характеристик процессов (КАТХП).

управления зондированием. Компоненты ИМБА1 выполнены в конструктивах средств САМАС. ИРП1, 2 выполнены с учетом конструктивов ИМП1 компьютера с архитектурой на основе Uibus.

Комплекс для анализа текущих характеристик процессоров (КАТХП) (рис. 1.4) является результатом анализа проектов специализированных многофункциональных вычислителей статистических характеристик [7].

На основе результатов разработки КАТХП были определены перспективы создания интегрированных специализированных комплексов [10]. КАТХП обеспечивает рекуррентное вычисление матриц оценок математических ожиданий, корреляционных функций, спектральных функций, характеристических функций и многоцелевое сжатие на основе квазиобратимых и необратимых преобразований исследуемых данных и получаемых оценок функций. Нижний уровень КАТХП отличается аппаратной реализацией наиболее необходимых для оперативного анализа процессов вычислительных модулей: умножения, деления, а также многоцелевым ис-

пользованием аппаратных модулей формирования гармонических функций и псевдослучайных последовательностей (ГФ) и (СФ). Взаимодействие между модулями АЦП, ЦАП, У, Д, ГФ, СФ было предложено организовать на основе магистрали (М1).

Управление магистралью М1 реализовано через адаптер (А1) с помощью контроллера, содержащего процессор (ПР), ПЗУ, ОЗУ и общую машинную магистраль (М2). Управление групповыми анализаторами текущих характеристик процессов (ГАТХП) выполнено на основе отдельного контроллера, содержащего адаптеры (А2), (А3), ПР, ОЗУ, ПЗУ. При этом упрощена задача обработки текущих оценок в группах по множеству всех групп, а также обмен промежуточными данными между ГАТХП при вычислении матриц вероятностных характеристик. Максимальная автономия микросистем на нижнем уровне КАТХП поддерживалась с помощью верхнего уровня управления, реализованного на основе магистрали М4, ПР, ОЗУ, ПЗУ, НМЛ, НМД, ЦПУ и аппаратуры передачи данных (АПД).

Для анализа текущих моментных функций в ГАТХП предусмотрено формирование до АЦП с помощью ЦАП, М1 и контроллера (К1) аналоговой разности $x_k - u_{k-1} = x_k$, где $u_{k-1} \sim m_{k-1}$ — оценка $(k-1)$ -го цикла рекуррентного для вычисления математического ожидания m^* в форме

$$m_k = m_{k-1} + N^{-1} \{ (x_k - u_{k-1})_k + S_{mk} \},$$

где S_{mk} — отсчет псевдослучайной последовательности, поступающей через М1 с генератора СФ; N — объем выборки.

Для вычисления моментных функций 2-го и выше порядка в ГАТХП предусмотрено вычисление в К1 вспомогательной суммы $(y_k + S_{nk}) = y_{sk}$ с отсчетом S_{nk} , формируемым генератором СФ. За счет введения вспомогательных цифровых шумов до умножения в ГАТХП формируются произведения $\Pi_k = y_{\tau k} \times z_{Rk}$,

где $y_{\tau k}$ — задержанный на τ отсчет с выхода АЦП, пропорциональный $x_{\tau k}$, $z_{Rk} = [y_{sk}]$ — грубое значение вспомогательной суммы $y_k + S_{\Pi k}$. При этом реализован новый алгоритм определения оценок отсчетов корреляционной функции R^* в форме

$$R_k = R_{k-1} + N^{-1} \Pi_k - N^{-1} (R_{k-1} + S_{Rk}),$$

где S_{Rk} — отсчет, поступающий с генератора СФ.

Многоцелевое применение на этапах нелинейного преобразования цифровых псевдослучайных сигналов необходимо для повышения точности вычисления вероятностных характеристик в условиях ограниченной разрядности вычислительных элементов микросистем (8—16 бит). При этом решена задача одновременного вычисления по рекуррентным алгоритмам основных вероятностных характеристик: математического ожидания, корреляционной

функции и плотности распределения по вероятности в реальном времени.

Аналоговые и цифровые алгоритмы вычисления 1—4-го моментов с применением интерполирующих сигналов приведены в табл. 1.3. При этом следует обратить внимание на то, что при изменении числа уровней квантования с 2 на 3 дисперсия оценок для цифрового алгоритма с введением интерполирующего сигнала уменьшается в 16 раз. Размах интерполирующего сигнала следует выбирать равным размаху погрешности квантования исследуемого случайного сигнала. Например, при числе уровней квантования в АЦП, равном 2^{Q_1} и числе уровней квантования грубого отсчета Z_R , равном 2^{Q_2} , число уровней квантования цифрового интерполирующего сигнала должно быть $2^{(Q_1 - Q_2)}$.

В табл. 1.4 приведены основные соотношения для методов и устройств автоматического выбора шага по задержке Δt_a , разработанные и рассмотренные подробно в работах [1—6, 78]. Следует обратить внимание на то, что оценки средних интервалов появления существенных и экстремальных отсчетов инвариантны к изменению функции $m(t)$ при исследовании аддитивных сумм вида $x(t) = x(t) + m(t)$.

В табл. 1.5 приведены основные соотношения для цифровых рекуррентных алгоритмов v -го порядка. Отмечается, что при разработке рекуррентного усреднителя следует увеличивать на 2—4 разряда общую разрядность сумматора. Рекомендовано выбирать разрядность квантованных по уровню отсчетов случайного сигнала — $2^{\theta_1} = 2^{(4 \dots 8)}$, грубых сомножителей — $2^{\theta_2} = 2^{(2 \dots 4)}$ произведений точных и грубых сомножителей — $2^{(\theta_1 + \theta_2)} = 2^{(6 \dots 12)}$, текущих оценок корреляционной функции — $2^{(\theta_1 + \theta_2 + \Delta\theta)} = 2^{(10 \dots 16)}$, всего сумматора-накопителя — $2^{(\theta_1 + \theta_2 + \Delta\theta + \theta_3)} = 2^{(10 \dots 16) + (8 \dots 16)}$ с измеряемым сдвигом в пределах 8—16 младших разрядов сумматора. При этом введение цифровых интерполирующих сигналов на этапах нелинейных преобразований должно выполняться с автоматическим изменением размаха интерполирующего сигнала по изменению размаха погрешности от закругления (округления).

Для исключения погрешности от синхронности при реализации цифровых алгоритмов вычисления корреляционной функции с некоррелированной выборкой необходимо автоматически изменять размах случайных пауз $\tau_{ПС}$ в пределах $\Delta t \leq \tau_{ПС} \leq \tau_{макс}$. Подробно такие решения можно изучить по работам [1—6]. Следует обратить внимание на возможность автоматического выбора полосы частот входных фильтров нижних частот в КАТХП по оценкам шага квантования по времени $f_H \leq (2 \Delta t)^{-1}$. Необходимо предусмотреть возможность переключения верхней частоты ФНЧ по диапозону: $f_H, f_H/2, f_H/2^2, f_H/2^3, f_H/2^4$. Такие решения рассмотрены в работах [2, 3, 78].

Погрешности от квантования по уровню отсчетов случайного сигнала $\varepsilon_{кк}$, от ограничения разрядности произведений отсче-

	Порядок момента q			
	1	2	3	4
Дисперсия оценок аналоговых алгоритмов вычисления моментов	$\sigma^2 N^{-1}$	$2\sigma^4 N^{-1}$	$15\sigma^6 N^{-1}$	$96\sigma^8 N^{-1}$
Дисперсия цифровых алгоритмов вычисления моментов при введении стохастической интерполяции в пределах шага квантования по уровню Δ	$\left(\sigma^2 + \frac{\Delta}{6}\right) N^{-1}$	$\left[2\sigma^4 + \frac{\sigma^2 \Delta^2}{3} + \frac{\Delta^4}{18}\right] N^{-1}$	$\left[15\sigma^4 + 1,5\sigma^4 \Delta^2 + \frac{\sigma^2 \Delta^4}{12} + \frac{\Delta^6}{256}\right] N^{-1}$	$\left[96\sigma^8 + 10\sigma^6 \Delta^2 + \frac{\sigma^4 \Delta^4}{2} + \frac{\sigma^2 \Delta^6}{54} + \frac{\Delta^8}{1296}\right]$
Оценка отношения дисперсий для аналоговых и цифровых алгоритмов [при $n = (6\sigma + \Delta)/\Delta$]	$\left(1 + \frac{6}{(n-1)^2} + \frac{36}{n^2(n-1)^2}\right)^{1/2}$	$\left(1 + \frac{6}{(n-1)^2} + \frac{72}{(n-1)^4}\right)^{1/2}$	$(1 + 3,6(n-1)^2)^{1/2}$	$(1 + 3,8(n-1)^2)^{1/2}$

Примечание. При числе уровней квантования, равном 3, дисперсия оценок момента второго порядка в 16 раз меньше, чем при числе уровней квантования, равном 2. При наличии в исследуемом случайном сигнале постоянной составляющей, равной 3σ , диапазон аналого-цифрового преобразования с применением стохастической интерполяции уменьшается в 2 раза и увеличивается дисперсия оценок вычисляемых моментов. Размах шума для стохастической интерполяции должен быть равен шагу дискретизации по уровню или погрешности округления на этапах нелинейных преобразований.

<p>Автокорреляционная функция (АКФ)</p>	$R^*(i \Delta \tau) = N^{-1} \sum_{k=1}^N x(k \Delta t) x(k \Delta t + i \Delta \tau),$ $k = \overline{1, N}, i = \overline{1, m}, \tau = i \Delta \tau$
<p>Средний квадрат приведенной погрешности вычисления АКФ (СКПП)</p>	$\gamma_R^2 \leq [(1 - \lambda^2) \eta_R^2(\tau_i) + \lambda \eta_R^2(\tau_{i+1}) + 2\lambda(1 - \lambda) \eta_R^2(\tau_i, \tau_{i+1})] +$ $+ \left[\lambda(1 - \lambda) \frac{\Delta \tau^2}{2} \rho^{(2)}(\tau_i) + (1 - \lambda) \frac{\Delta x^2}{120x} \right]^2,$ $\eta_R^2(\tau) = [1 - \rho^2(\tau)]/N, \eta_R^2(\tau_i, \tau_{i+1}) = [1 - \rho(\tau_i) \rho(\tau_{i+1})] N^{-1}$
<p>Максимальное значение СКПП вычисления АКФ</p>	$\gamma_{R, \max}^2 \leq \eta_{R, \max}^2 + \eta_{\text{СМ}}^2, \eta_{\text{СМ}}^2 = \eta_{\text{КВ}}^2(0) + \eta_{RV} ^2,$ $\eta_{R, \max}^2 \approx 2(N_H + 1)^{-1}, \Delta f = \tau_{k, \max}^2, \eta_{\text{КВ}}^2(0) = \Delta x^2 / (120x^2)$
<p>Шаг по задержке</p>	$\Delta \tau_0 = [\Delta R_0 R(\tau)_{\max}] / R^{(1)}(\tau) _{\max},$ $\Delta \tau_1 \approx \{8 \Delta R_1 R(\tau)_{\max} / R^{(2)}(\tau) _{\max}\}^{1/2}$
<p>Вычисление оценки математического ожидания по выборке интервалов между существенными отсчетами сигнала</p>	$\Delta \tau_{a_1} = 2, 26k_1 \Delta \tau_c, \Delta \tau_{a_1} = 3, 2k_2 \Delta \tau_c, k_1 = \eta_{x_0} ^{-1} \eta_{R_1} ^{1/2},$ $k_2 = \eta_{x_0} ^{-1} \eta_{R, \max}^{1/2}$ $\Delta \tau_{c_1} = 0, 32 \eta_{x_0} ^2 \rho^{(1)}(0) ^{-1}, \Delta \tau_{c_2} = [0, 64 \eta_{x_0} ^2 \rho^{(2)}(0) ^{-1}]^{1/2}$

	<p>Вычисление оценки шага по задержке на основе аппроксимации оценок средних модулей разности</p>	$\varkappa_{Q_i} = Q^*(\tau_i) \left[\eta_{Q_{\max}} Q^*(\tau_k) \right]^{-1}, \varkappa_{Q_i} \geq \varkappa_{\beta}, i \Delta \tau = \Delta \tau_a$
	<p>Вычисление оценки шага по задержке на основе аппроксимации оценок АКФ</p>	$\varkappa_{R_i} = \left \Delta_{R_i} \left[R^*(0) \eta_{R_{\max}} \right]^{-1}, \varkappa_{R_i} \geq \varkappa_{\beta}, i \Delta \tau = \Delta \tau_a \right.$
	<p>Вычисление шага по задержке на основе вычисления текущего значения среднего вспомогательной функции</p>	$\tilde{\varkappa}_i = \tilde{\varkappa}_{i-1} + i^{-1} (\varkappa_i - \tilde{\varkappa}_{i-1}), \tilde{\varkappa}_i \geq \left \tilde{\eta}_R \left \varkappa_{R_{\max}} \right ^{-1}, i \Delta \tau = \Delta \tau_a \right.$
	<p>Вычисление шага по задержке для взаимных КФ (ВКФ) по оценкам математических ожиданий по выборкам интервалов существенных и экстраемальных отсчетов сигнала</p>	$\Delta \tau_{axy} = \left(\Delta \tau_{cx} \Delta \tau_{cy} \right)^{1/2}, \Delta \tau_{axy} \leq \left(\Delta \tau_{cy} \Delta \tau_{sy} \right)^{1/2}$

Таблица 1.5

<p>Передаточная функция цифрового фильтра</p>	$\left(\sum_{n=0}^N k_n z^{N-n} \right) [(z - \gamma_1)(z - \gamma_2) \times \dots \times (z - \gamma_M)]^{-1}, z = e^{i\omega T}, M \geq N$
<p>Зависимость дисперсии на выходе цифрового фильтра при измерении $\gamma_1 = \gamma_2 = \dots = \gamma_M = \gamma$ от 0 до 1</p>	$\sigma^2(\gamma, N) = \sigma^2(0, N)(1 - \gamma)$
<p>Для обеспечения несмещенности полезной составляющей ν-го порядка в аддитивной смеси с шумом должно выполняться правило выбора степеней числителя передаточной функции для цифрового фильтра</p>	$(N + 2)^{-1} \text{ при } \nu = 0$ $[(N + 3)2] [(N + 3)(2N + 1) + 3]^{-1} \text{ при } \nu = 1$ $[(N + 2)(N + 6) + 12] \{(N + 2)[(N + 1)(N + 2) + 4]\}^{-1} \text{ при } \nu = 2$
<p>Простейший цифровой фильтр реализуется рекуррентным алгоритмом</p>	$\tilde{x}_{k+1} = \tilde{x}_k + \beta(x_{k+1} - \tilde{x}_k)$
<p>При $x_0 = \text{const}$ погрешность смещения и разброса для рекуррентного алгоритма</p>	$x_0 e^{-\beta k}, 0, 5\sigma_x^2 \beta (1 - e^{-2k\beta})$
<p>Простейший рекуррентный алгоритм вычисления корреляционной функции требует увеличения разрядности вычисляемой предыдущей оценки корреляционной функции и введения изменяемого сдвига в младшие разряды сумматора оценки корреляционной функции с учетом изменения весовой функции усреднения</p>	$\tilde{R}_{k+1} = \tilde{R}_k + \beta(\Pi_{k+1} - \tilde{R}_k), \Pi_{k+1} = x_{k+1} x_{k+1} + \beta$ $ x = 4 \dots 8, \Pi = 8 \dots 16, \tilde{R}_k = (8 \dots 16) + (2 \dots 4), $ $ \tilde{R}_{k+1} = (10 \dots 20) + (8 \dots 16) -$ <p>разрядность отсчетов случайного сигнала, произведений отсчетов сигнала, предыдущей оценки корреляционной функции и всего сумматора для рекуррентного вычисления корреляционной функции с разным значением весовой функции усреднения $2^k, k = 8, \dots, 16$</p>

тов $\varepsilon_{k\Pi}$ разрядности отсчетов корреляционной функции ε_{kR} определяют требования к выбору разрядностей отсчетов синусных и косинусных функций ($\varepsilon_{k\Phi} \approx \varepsilon_{k\Pi}$), отсчетов функции спектра ($\varepsilon_{kS} \approx \varepsilon_{kR}$). Поэтому целесообразно многоцелевое использование модулей умножения, деления, усреднения, формирования отсчетов синусных и косинусных функций и псевдослучайных функций для вычисления текущих оценок корреляционных функций и спектральных функций, что реализовано в разработанных системах [7, 10, 11]. С учетом обобщения результатов анализа составляющих погрешностей смещения и разброса оценок корреляционной функции и функции спектра можно выбрать разрядность данных на всех этапах:

$$\begin{aligned} |x| = \theta_1 &= (4 \dots 8), & |z| = \theta_2 &= (2 \dots 4), \\ |\Pi| = \theta_3 &= (6 \dots 12), & |R| = \theta_R &= (18 \dots 32) \dots (10 - 16), \\ |S| = \theta_S &= (10 \dots 16) \dots (6 \dots 12), \\ \left[\begin{array}{l} \sin \\ \cos \end{array} \right] &= \theta_\Phi = (6 \dots 12). \end{aligned}$$

Модули умножения, формирования отсчетов гармонических функций и псевдослучайных сигналов должны иметь разрядность входных данных 8 бит, выходных данных 8—16 бит. Отмечено, что наиболее эффективно вычисление корреляционных функций параллельно по m отсчетов по n участкам аргумента

$$\begin{aligned} R^*(\tau_{\mu i}) &= M \left[\prod_0^0 (k \Delta t + \tau_{\mu i}) \right], \\ \tau_\mu &= (\mu - 1)(n - 1) \Delta \tau_a, \quad \tau_i = (i - 1) \Delta \tau_o, \\ \tau_{\mu i} &= \tau_\mu + \tau_i. \end{aligned}$$

Для определения текущих оценок математического ожидания, корреляционных авто- и взаимных функций, функции плотности распределения по вероятности необходимо обеспечить высокую производительность всех специализированных модулей в групповых анализаторах ГАТХП.

Модули и ЦАП реализуются на СБИС типа К1113ПВ1 (размах сигналов $\pm 4,9$ В, время преобразования 30 мкс, питание 5 В, — 15 В), К1107ПВ1 (параллельный, 6-битный, время преобразования 50 нс), К1107ПВ2 (параллельный, 8-битный, время преобразования 100 нс), К1108ПВ1 (поразрядный, 8-битный, время преобразования 0,75 мкс, питание 5 В, — 5 В, + 2,5 В).

Для уменьшения погрешности от нелинейности аналого-цифрового преобразования в процедурах определения распределений по вероятности следует использовать или параллельные АЦП типа К1107ПВ1,2 или АЦП двойного интегрирования типа К572ПВ2 (с автоматической коррекцией нуля и автоматическим определением полярности входного сигнала в диапазоне $\pm 1,9$ В, $\pm 199,9$ мВ, выход на 7-сегментный индикатор, питание 5 В, — 5 В).

Для построения специализированных модулей умножения, деления и рекуррентного усреднения можно рекомендовать семейство СВИС с конвейерной обработкой параллельно-последовательных данных: К1815ВФ1 (универсальный процессорный элемент, вычисляет $C1 = A1 \times B1 + A2 \times B2$, А, В — по 8 бит, С — 16 бит, А, В — по 16 бит, С — 32 бит), К1815ИМ1 (сумматор параллельных 2-битных последовательностей любой длины, формирующий параллельную 2-битную сумму последовательности любой длины для

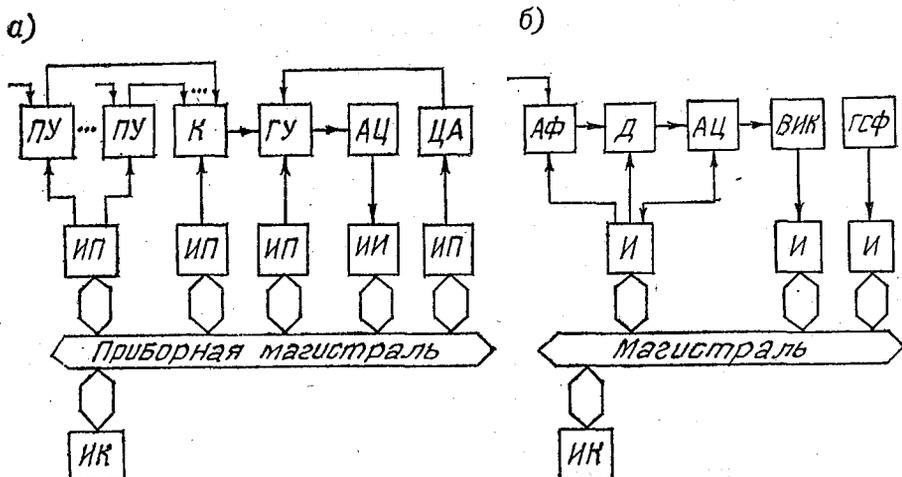


Рис. 1.5. Комплексы для сбора и преобразования формы сигналов (КСПС).

8-2-битных входных последовательностей), К1815ВФ2 (накапливающий сумматор с интерфейсом) (8-битный вход, 12-битный выход, 24 бита сумматор) и другие: К1815ВФ3 (БПФ, умножение и сложение комплексных чисел).

Комплекс для сбора и преобразования формы информации многомерных квазистационарных сигналов (КСПС) (рис. 1.5) обеспечивает многоступенчатое программное управление параметрами основных измерительных преобразователей: предусилителей (ПУ), коммутатора (К), группового усилителя (ГУ), АЦ и ЦА [9, 12].

Управление преобразователями реализовано на базе стандартного интерфейса GPIB — General Purposes Interface Bus. Для этого разработаны специализированные интерфейсы источников (ИИ), источников-приемников (ИП) и контроллеров (ИК) для приборной магистрали (ПМ). Выделены преобразователи интерфейсных и приборных функций (ПИФ) и (ППФ) во всех специализированных интерфейсах. При этом учитывалась сложность построения всего набора ПИФ [40] в модуле ИК при реализации на компонентах низкого уровня интеграции. Предусмотрены компактное формирование длинных сообщений, кодеки для задания

специфических однобитных команд (перегрузка, переполнение, вспомогательные символы, переадресация), частично реализованных для простоты использования на переключках. Рассмотрены вопросы использования СБИС для интерфейсных функций и построение универсальных интерфейсных модулей [91—93].

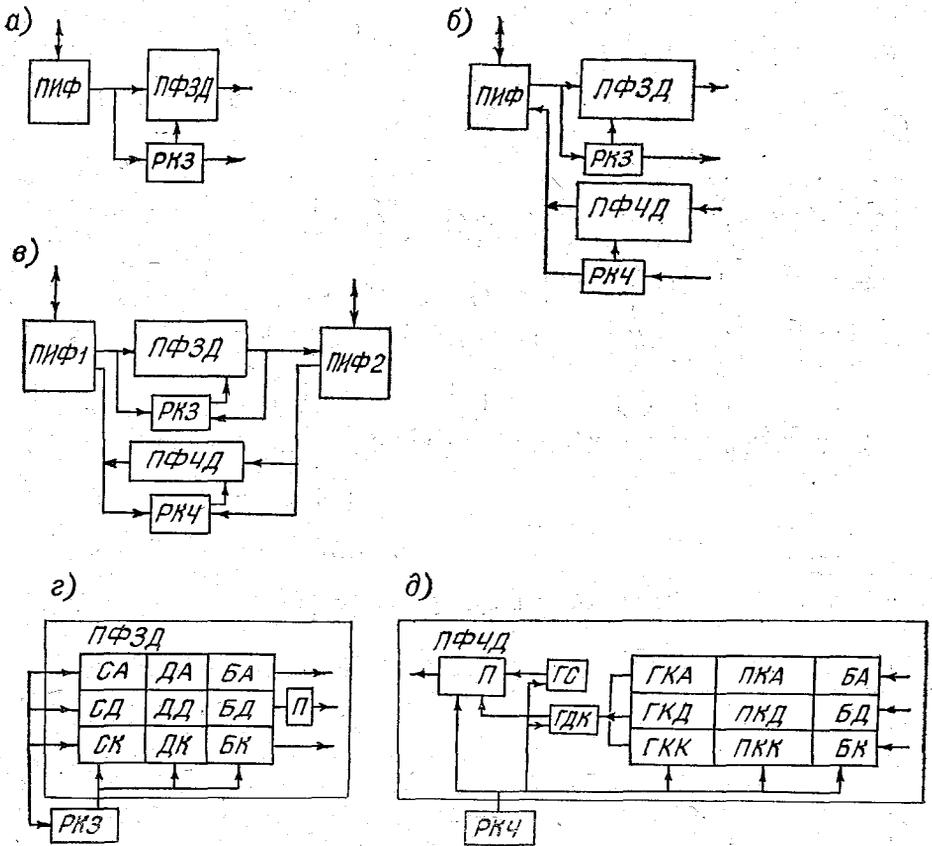


Рис. 1.6. Специализированные интерфейсы ИП, ИПИ, ИК для построения систем с общей приборной магистралью GPIB.

Коэффициенты усиления ПУ задаются рядом 2, 5, 10, 50, 100, а у ГУ коэффициент усиления выбирается в пределах 5—15.

Двухступенчатое управление масштабированием упростило схемы ПУ, расширило возможную полосу у ГУ, а также исключило необходимость разработки адаптивных АЦ и ЦА. Кроме того, были решены вопросы гальванической развязки аналоговых преобразователей с интерфейсами приборной магистрали. На рис. 1.6 а—д показаны интерфейсы приемника (ИП), приемника-источника (ИПИ), контроллера (ИК), предложенные и реализованные при создании КСПС.

Интерфейс приемника состоит из преобразователя интерфейсных функций (ПИФ), преобразователя формы «читаемых» данных (ПФЧД) и распределителя команд (РКЧ) при приеме данных.

ПФЧД содержит группы регистров селекторов, дешифрации и промежуточного (буферы) запоминания принимаемых данных.

Интерфейс приемника-источника (ИПИ) содержит ПИФ, ПФЧД, РКЧ, а также преобразователи формы «записываемых» данных (ПФЗД), как показано на рис. 1.6 б. ПФЗД управляется распределителем команд записи (РКЗ). ПФЗД состоит из переключателя (П), генераторов символов (ГС), дополнительных кодов (ГКД), групп ключей (ГКА), преобразователей кода (ПК) и буферов (Б).

Интерфейс контроллера (ИК) содержит два ПИФ1, 2, ПФЧД и ПФЗД, РКЧ и РКЗ, как показано на рис. 1.6 в.

Рассмотрим работу элементов ИП. С помощью набора интерфейсных функций (ПИФ) выполняются все операции по взаимодействию ИП с приборной магистралью. По командам с РКЧ последовательно, со спецификой побайтного асинхронного обмена селекторами (С) из команд, параметров и данных убираются служебные сообщения (метки, разделители, символы). Дешираторы (Д) переводят информацию из формата приборной магистрали в формат измерительного прибора-приемника (ИПП). Разделенные и сформированные данные запоминаются на буферных регистрах (Б). Переключатель записи (ПЗ) передает данные в исполнительные регистры ИПП или на каналы дистанционного управления ИПП.

Работа ИПИ отличается циклом записи. Данные из измерительного прибора источника-приемника (ИПИ) по командам РКЗ обрабатываются в ПФЗД. Данные из буферных регистров (БФ) с помощью ПК переводятся в форму для побайтного, последовательного, асинхронного обмена, принятого в приборной магистрали. Генератор ГДК дополняет малоразрядные коды, «вставляет» метки, специальные символы и контрольные разряды. Генератор ГС формирует специальные символы о разделении пакетов байтов, выделении единиц измерения физических величин в сложных ИПИП. Сформированные и сгруппированные данные с помощью П и ГК через шинные формирователи поступают в приборную магистраль. ПИФ разделяет работу с подшинами: данных (8 бит), управления обменом (3 бита) и управления всей (5 бит) приборной магистралью. Шинные формирователи в ПИФ должны обеспечивать работу со скоростью до 1 Мбайт/с при длине сегмента приборной магистрали до 20 м и числе взаимодействующих ПИ, ПИП, ПП, ПК до 15. Существенного упрощения реализации специализированных интерфейсов для приборной магистрали можно добиться с помощью СБИС интерфейсных функций и 8-битных микропроцессоров типа 8085, как показано в работе [93].

Результаты разработки универсального ИК для взаимодействия между магистралями приборной и машинной (комплекс

лять в реальном времени текущие оценки корреляционных функций всей группы случайных сигналов.

МС3 через А3, М3 и группы А2 управляет ГАК, а через А4 и М4 передает все данные и параметры вероятностных характеристик многомерных случайных процессов.

Комплекс для многоцелевой адаптивной временной дискретизации случайных сигналов (КМАВД) (рис. 1.8) [11] состоит из АЦП, преобразователей временной интервал—код (ПВИК) и код—временной интервал (ПКВИ,) микросистем (МС1, 2) и магистрали

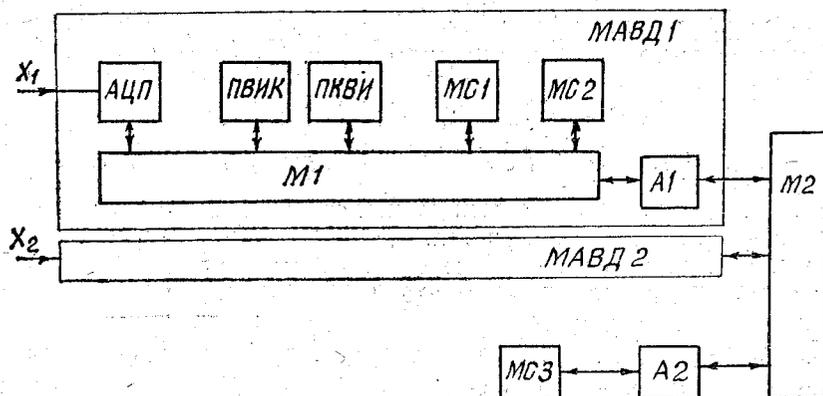


Рис. 1.8. Комплекс для многоцелевой адаптивной временной дискретизации многомерных случайных сигналов (КМАВД).

(М1), обеспечивающей взаимодействие указанных модулей при выполнении многоцелевой дискретизации случайного сигнала $x(t)$.

Магистраль М2, адаптеры А1, 2 и микросистема МС3 введены для организации взаимодействия между магистралями М1 при выполнении многоцелевой адаптивной временной дискретизации многомерных случайных сигналов $\{x(t)\}$.

АЦП преобразует случайный сигнал $x(t)$ в цифровые отсчеты x_i с начальным шагом дискретизации по времени Δt_0 . МС1 вычисляет модули разности $|x_i - x_{ic}| = \Delta x_i$ и сравнивает их с апертурой δ_x . При этом АЦП, МС1, М1 и ПВИК реализуют алгоритм, например, предсказателя нулевого порядка (ПНП) и формируют существенные x_{ic} отсчеты случайного сигнала и временные интервалы Δt_{ic} между парами соседних существенных отсчетов $|x_{i-1,c} - x_{ic}| > \delta_x$. ПВИК преобразует интервалы $\Delta t_{ic} = \theta_{ic} \Delta t_0$ с шагом Δt_0 в цифровые отсчеты интервалов θ_{ic} . За время Δt_0 с помощью МС1 вычисляется оценка текущего значения среднего интервала по рекуррентному алгоритму

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \beta_k (\theta_{ic} - \theta_{k-1}),$$

где $\beta_k = 2^{-k}$ — весовой коэффициент усреднения; θ_k, θ_{k-1} — оценка среднего интервала в k -м и $(k-1)$ -м циклах усреднения.

ПКВИ преобразует цифровое значение среднего временного интервала θ_c^* с шагом Δt_0 во временной интервал Δt_c^* . При этом с АЦП считываются две последовательности цифровых отсчетов $\{x_{ic}\}$ и $\{x_{ic}^{**}\}$ с переменным $\{\Delta t_{ic}\}$ и средним Δt_c^* шагами.

Комплекс для многоцелевого адаптивного преобразования формы квазистационарного случайного сигнала (КАМПС)

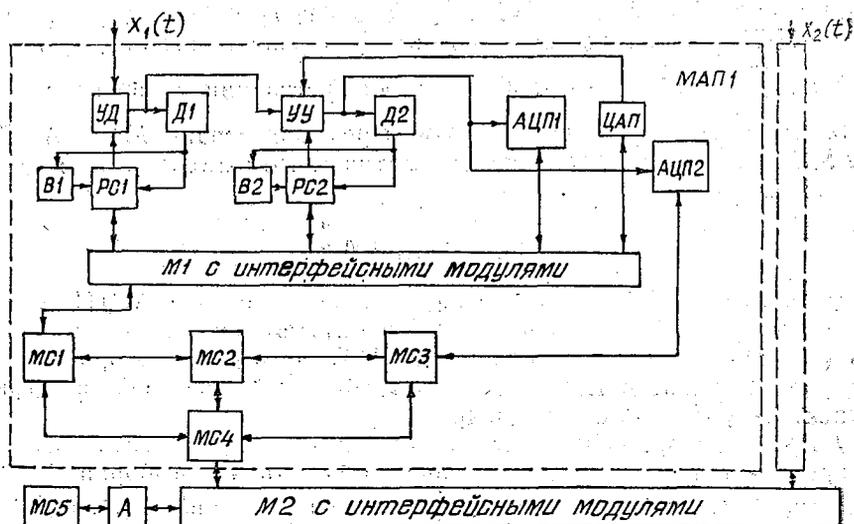


Рис. 1.9. Комплекс для многоцелевого адаптивного преобразования формы квазистационарного случайного сигнала (КАМПС).

(рис. 1.9) разработан в результате изучения микрокомпьютерных систем на основе многошинного интерфейса типа Multibus II [17, 91].

Сигнал $x(t)$ преобразуется с помощью управляемых делителя (УД), усилителя (УУ), ЦАП и двух АЦП1, 2. Дискриминаторы (Д1, 2) определяют выходы значений сигнала $x(t)$ за границы диапазонов работы УД и УУ. С помощью реверсивных счетчиков (РС1, 2) и вентилях (В1, 2) по командам с Д1, 2 выполняется управление изменением коэффициентов преобразования в УД (1; 0,5; 0,25; 0,125; 0,075) и в УУ (1, 2, 4, 8, 16). При этом сигнал $x(t)$ преобразуется в сигнал $y(t) = h_{2v}(h_{1j}x(t) - u_{k-1})$, где h_{1j} , h_{2v} — коэффициенты преобразования УД и УУ, u_{k-1} — оценка математического ожидания сигнала $x(t)$, формируемая на выходе ЦАП и поступающая на один из входов УУ.

Микросистема (МС1) через магистраль (М1) собирает данные о коэффициентах преобразования с реверсивных счетчиков (РС1, 2) и существенные цифровые отсчеты $\{z_{TC}\}$ с моментами появления $\{t_{ci}\}$, формируемые АЦП1. Причем моменты $\{t_{ci}\}$ опре-

деляет Δt_2 в моменты пересечения любого уровня «сетки» дискриминаторов.

С помощью таймера МС1 преобразует моменты времени $\{t_{ci}\}$ в интервалы времени $\{\Delta t_{ci}\}$ с минимальным шагом Δt_0 . При этом в МС1 определяется оценка среднего значения интервалов

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \beta_k (\theta_{ci} - \theta_{k-1}),$$

где $\theta_{ci} = \Delta t_{ci} / \Delta t_0$ — цифровое значение, пропорциональное временному интервалу Δt_{ci} ; $\beta_k = 2^{-k}$ — весовой коэффициент усреднения.

АЦП1 с разрядностью 4—8 бит преобразует сигнал $y(t)$ в отсчеты $\{z_i\}$ с минимальным шагом дискретизации по времени Δt_0 .

По отсчетам $\{z_i\}$, передаваемым через магистраль М1 с АЦП1 в МС1, определяется оценка математического ожидания m^* в цифровой форме:

$$m_k = m_{k-1} + \beta_k z_i,$$

где $z_i \sim y(t_i) = h_{2v}(h_{2j}x(t_i) - u_{k-1})$ — отсчет с выхода АЦП1 в момент времени t_i ; $u_{k-1} \sim m_{k-1}$ — оценка математического ожидания в $(k-1)$ -м цикле, поступающая в ЦАП, на выходе которого формируется аналоговый сигнал $u(t)$; $\beta_k = 2^{-k}$ — весовой коэффициент рекуррентного усреднения.

Интервал времени T^* для вычисления оценок m^* и θ^* в МС1 определяется по выбранному значению объема выборки $N = 2^k$ и вычисленному значению оценки среднего интервала $\Delta t_0^* = \Delta t_0 \theta^*$

появления множества существенных отсчетов $\{z_{TC}\}$.

АЦП2 должен иметь высокую точность расстановки уровней квантирования по всему рабочему диапазону аналого-цифрового преобразования. Это обеспечивает АЦП время импульсного типа. Разрядность АЦП2 должна выбираться 8—16 бит. В составе АЦП2 должно быть аналоговое запоминающее устройство (АЗУ) для уменьшения погрешности аналого-цифрового преобразования за счет изменения сигнала за время преобразования. АЦП2 преоб-

разует сигнал $y(t)$ в «точные» отсчеты $\{z_T\}$ с минимальным временным интервалом, в 5—10 раз большим, чем Δt_0 . По отсчетам $\{z_T\}$, поступающим с АЦП2, микросистема МС3 вычисляет функцию плотности распределения ω^* по рекуррентному алгоритму

$$\omega_k = \omega_{k-1} + \beta_k (\varphi_k(z_{Ti}) - \omega_{k-1}),$$

где ω_k, ω_{k-1} — оценки плотности распределения в k -м и $(k-1)$ -м циклах; $\beta_k = 2^{-k}$ — весовой коэффициент; $\beta_k \omega_{k-1}$ — «утечка», выполняемая для всех отсчетов функции плотности распределения в конце k -го цикла; $\varphi_k(z_{Ti}) = 1$ — вероятность попадания в интервал $[z_{Ti} - \Delta z_T]$ в k -м цикле.

МС2 специализирована на выполнении преобразования Фурье.

По отсчетам $\{z_{ri}^0\}$ и отсчетам $\{z_{ti}^0\}$ в микросистеме МС2 может вычисляться периодограмма

$$S^*(j\omega) = \frac{2}{\tau_m} \int_0^{\tau_m} z(i \Delta t) \cos(\omega i \Delta t) dt - \\ - j \frac{2}{\tau_m} \int_0^{\tau_m} z(i \Delta t) \sin(\omega i \Delta t) dt.$$

На основе функции плотности распределения в МС2 вычисляется характеристическая функция [62, 78]

$$Q^*(jg) = \frac{1}{g_m} \int_{-g_m}^{g_m} w^*(l \Delta z_r) \cos(gl \Delta z_r) dz - \\ - j \frac{1}{g_m} \int_{-g_m}^{g_m} w^*(l \Delta z_r) \sin(gl \Delta z_r) dz.$$

По функциям $S^*(j\omega)$ и $Q^*(jg)$ в МС2 определяются их граничные параметры ω_r^* и g_r^* по соотношениям

$$\max |s^*(j\omega_r)| < \Delta z_r^2; \quad \max |Q(jg_r)| < \Delta g_r^2.$$

По параметрам ω_r^* и g_r^* определяются адаптивные шаги квантования сигнала $y(t)$ по времени $\Delta t_a^* = \pi/\omega_r^*$ и по уровню

$$\Delta z_a^* = (2g_r^*)^{-1}.$$

КАМПС решает задачу параллельного преобразования квазистационарного сигнала в «точные» и «грубые» цифровые отсчеты $\{z_{ti}^0\}$, $\{z_{ri}^0\}$, формируемые на основе вспомогательного сигнала $y(t) = h_{2v}(h_{1j}x(t) - u_{k-1})$. Одновременно определяются существенные «точные» и «грубые» отсчеты $\{z_{tci}^0\}$ и $\{z_{rci}^0\}$ и моменты их появления $\{t_{tci}^0\}$ и $\{t_{rci}^0\}$ с помощью Д2 и АЦП1, 2. Для сигнала $y(t)$ вычисляются оценки математических ожиданий m^* , θ^* и функции Фурье преобразования сигнала и плотности распределения $S^*(j\omega)$ и $Q^*(jg)$. При этом обеспечено параллельное формирование параметров: коэффициентов масштабирования h_v , h_j , шагов адаптивного квантования по времени и по уровню Δt_a^* и Δz_a^* на интервале времени $T^* = \Delta t_c^* N$, $\Delta t_c^* = \Delta t_0 \theta_c^*$, $N = 2^k$.

Комплекс для зондирования профиля скоростей течения (КЗТ) (рис. 1.10) разработан на основе обобщения ключевых решений в технике локальных сетей [16, 40, 92].

Специфика КЗТ определяется разработкой многомашинного и мультипроцессорного вычислителей текущих гидрофизических характеристик (ВТГХ) и локальной сети с общей магистралью сети (СМ1) для гибкого взаимодействия гидрофизической, навигационной (НВС), метеосиноптической (МСС) систем и вычислительного центра (ВЦ).

Гидрофизические измерители глубоководные (ГИГ) и дополнительные (ГИД) взаимодействуют через общий канал связи на

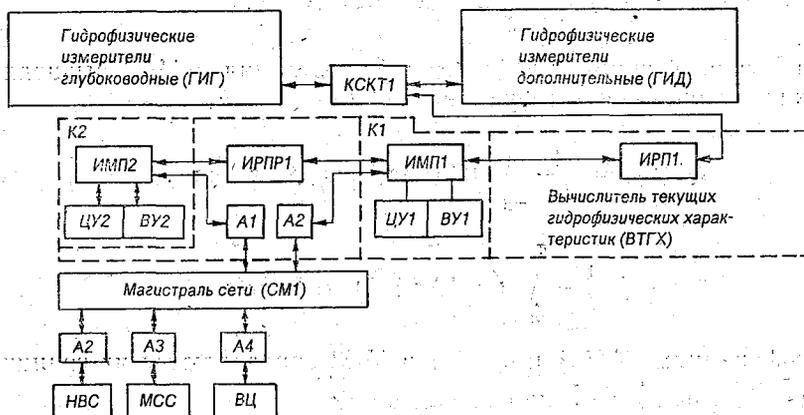


Рис. 1.10. Комплекс зондирования течений (КЗТ).

ИМП1, 2 — интерфейсы магистральные параллельные асинхронные; КСКТ — канал связи на основе кабель-троса с частотной модуляцией и линией питания ГИГ и ГИД; ИРП1 и ИРПР1 — интерфейсы радиальные последовательный и параллельный; К1, 2 — компьютеры; ЦУ и ВУ — центральное и внешнее устройства; А1, А4 — адаптеры сети систем; НВС — навигационная система; МСС — метеосиноптическая система; ВЦ — вычислительный центр.

основе кабель-троса (КСКТ1) и через интерфейс радиальный последовательный (ИРП1) передают данные измерений гидрофизических параметров в компьютер (К1) с общей магистралью (ИМП1) и внешними и центральными устройствами (ЦУ1, ВУ1). Компьютер (К1) через интерфейс радиальный параллельный (ИРПР1) взаимодействует с компьютером (К2) через его общую магистраль (ИМП2) и ЦУ2 и ВУ2. Интерфейсы магистральные параллельные асинхронные (ИМП1, 2) через адаптеры (А1, 2) взаимодействуют с магистралью сети (СМ1).

При этом компоненты К1 (ИМП1, ЦУ1, ВУ1), К2 (ИМП2, ЦУ2, ВУ2), ИРП1 и ИРПР1, А1 и А2 входят в вычислитель текущих гидрофизических характеристик (ВТГХ) и реализуют простейшую многокомпьютерную систему.

Гидрофизический измеритель глубоководный (ГИГ) определяет: глубину погружения, углы отклонения зонда от оси ориентации, вертикали, горизонтали, относительные скорости течения и звука в воде. При этом использованы многокоординатные измерители с акустическими преобразователями, виброчастотный пре-

образователь давления, гироскопический и маятниковый преобразователи углов отклонения. ГИД измеряет углы отклонения кабель-троса. КЗТ решает задачи исследований вертикальных распределений течений, скорости звука, температуры, электрической проводимости, вычисления в реальном времени плотности, солености, частоты Брента—Вяйсяля, вертикальных сдвигов скорости течения, числа Ричардсона, осреднение во времени вертикальных распределений абсолютных векторов скорости течений. При этом существенно повышается точность измерения параметров тонкой структуры пространственно-временной изменчивости гидрофизических полей Мирового океана в диапазоне масштабов от 0,25 м и более по глубине и от 0,2 с и более по времени. КЗТ обеспечивает прямые измерения профиля распределений вектора скорости течений и гидрофизических элементов в процессе зондирования. Можно получить информацию о структуре, динамике и энергетике вихревых образований, установить условия выполнимости геострофического баланса, оценить энергетику вихрей, а также изучить струйные течения.

Погружаемые модульные гидрофизические измерители имеют минимальный шаг дискретизации не более 0,2 с. При этом измеряются составляющие: вектора скорости, угловые положения корпуса в пространстве, а также температура, электрическая проводимость, давление, скорость звука.

Палубные модульные измерители углов положения кабель-троса, длины троса, курса судна расширяют возможности зондирования в сложных условиях.

В КЗТ измеритель скорости потока (ИСП) состоит из измерителей компонентов скорости (ИКС), угловых величин (ИУВ), преобразователя формы информации (ПФИ) и блока питания (БП). ИКС реализует метод измерения разности фаз между пакетами встречно направленных высокочастотных акустических сигналов. Измерение скорости потока выполняется трехкомпонентным акустическим преобразователем типа ПС-005. ИУВ реализован на базе преобразователей индукционного типа ППИ-042, основным элементом которого является датчик типа ИД-6. ИУВ измеряет напряженность магнитного поля, по проекциям вектора напряженности магнитного поля вычисляются углы α , β , γ . ПФИ преобразует информацию с ИКС и ИУВ в 16-битные цифровые отсчеты. В макетном образце ИСП взаимодействие между ИКС, ИУВ и ПФИ выполнено на основе интерфейса магистрального байтного асинхронного (ИМБА) с введением дополнительной двухпроводной аналоговой магистрали (ДАМ). В ИМБА содержатся субмагистрали синхронизации НВ (DAV, RFD, DAC), управления ОВ (ATN, IFC, END, SRQ), данные DB (DI00—DI07), аналоговых сигналов АВ (ANL, OANL) и питания РВ (+15 В, -15 В, ± 5 В, Общий). Функцию контроллера выполняет ПФИ. DB — 8-битная, однонаправленная магистраль, реализующая функции «монтажного ИЛИ», ОВ — 4-битная, объединяет выходы квитирования, как монтажное ИЛИ.

В КЗТ измеритель скорости звука (ИСЗ) акустического типа реализует метод измерения времени задержки между двумя эхо-сигналами, формируемыми двумя отражателями на заданном участке L . Используются пьезоакустические преобразователи ПАП-004 с пьезоэлементом ПЭ12 \times 1. Преобразование выполнено на основе метода измерения задержки с помощью импульсной следящей системы с частотным выходом. Формирователи зондирующих импульсов (ФЗИ) выполнены на основе пьезопреобразователя из диска ЦТС-19. Усилитель-формирователь (УФ) с положительной обратной связью реализован на компараторах 521СА4. Элементы интерфейсов реализованы на микросхемах серии 564 с низким потреблением и высокой помехоустойчивостью.

В КЗТ измерительный преобразователь гидростатического давления (ИПГД) вибрационно-частотного типа ПДВ-200А содержит элементы деления частоты, выделения периода, заполнения периода опорной последовательностью импульсов и ввода/вывода данных.

В КЗТ измерительный преобразователь температуры (ИПТ) выполнен по схеме суммирования сигналов термочувствительных резонаторов (ТЧР) типа РТ-04МА (5000 кГц) и 1Г-14БС (5000 кГц). Генераторы реализуют трехточечную схему с двойной регулировкой напряжения. Связь резонаторов с генератором на основе 4 отрезков р/кабеля типа РК50-1-12 по 25 см. Резонаторы размещены в алюминированном герметичном корпусе цилиндрической формы диаметром 20 мм с высотой 50 мм. Сигнал со сместителя преобразуется в код.

Использованы микросхемы серий 564 и 175. Время измерения не более 1,13 с.

Палубные модульные измерители определяют угол наклона блока, угол поворота блока относительно кран-балки, угол отклонения грузонесущего кабеля от вертикали, длину кабеля, а также преобразуют перечисленные данные измерений дополнительных параметров в общий кадр данных. При этом использованы: маятниковые преобразователи с гальваномангнитными элементами типа ППГ-017 для измерения углов наклона кабеля и блока; резистивный датчик типа ППР-018 на основе потенциометра типа ПТП-11 для измерения угла поворота балки; управляемые масштабные усилители, АЦП с 8-битным выходом и преобразователь параллельного кода в последовательный. Длина троса измеряется на основе преобразователей магнитодиодного типа ПРГ-045 и магнитодиодов КД304.

Все глубоководные измерители выполнены в виде модулей ИСП, ИСЗ, измерителей температуры и относительной электрической проводимости (ИТОЭП), центрального прибора (ЦП) и блока питания кабельного (БПК). Модули размещены в корпусах из титанового сплава ВТ14. Питание измерителей от бортовой аппаратуры (220 В, 50 Гц) по общему грузонесущему кабелю одножильному, корпус которого соединен с корпусом судна через развязывающий трансформатор. Кабель типа КГ 1-24-90.

Комплекс микрокомпьютерных гидрофизических измерителей (КМГИ) (рис. 1.11) разработан с учетом особенности построения открытых сетей OSI, в частности Ethernet [19, 77, 94].

Специфика КМГИ определяется разработкой модульных измерительных и вычислительных микросхем в составе глубоководных гидрофизических измерителей: ГИГ и МС1, ГИДГ и МС2, которые взаимодействуют через интерфейсы магистральные параллельные

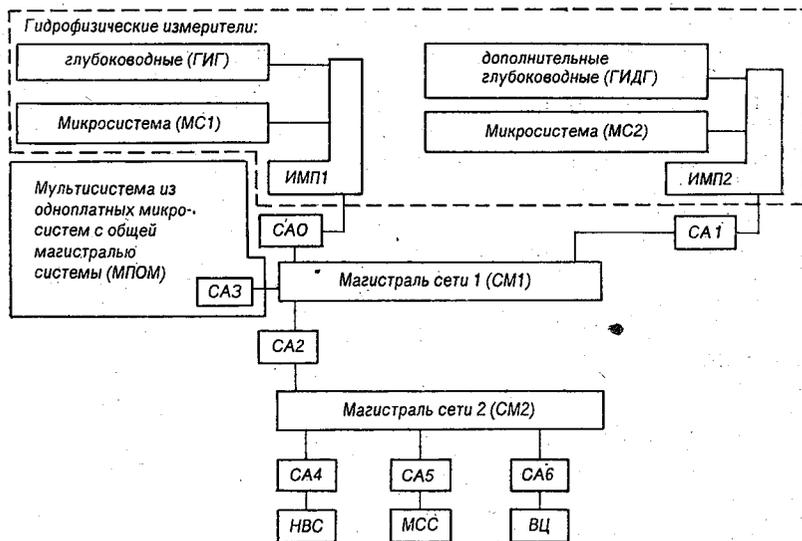


Рис. 1.11. Комплекс микрокомпьютерных гидрофизических измерителей (КМГИ).

СА — сетевые адаптеры; НВС, МСС — навигационная и метеосиноптическая системы.

асинхронные ИМП1 и ИМП2, а также разработкой двух локальных сетей на основе магистралей сети (СМ1, 2) и сетевых адаптеров (СА0—СА6). Первая локальная сеть обеспечивает гибкое взаимодействие между мультисистемой из одноплатных микросистем с общей магистралью (МПОМ) для вычисления текущих характеристик и микрокомпьютерными гидрофизическими измерителями через магистраль сети (СМ1), сетевые адаптеры (СА0, СА3, СА1) и интерфейсы магистральные параллельные асинхронные (ИМП1, 2). При этом можно унифицировать построение микрокомпьютерных гидрофизических измерителей для зондов и буйковых станций. Сетевые магистрали (СМ1, 2) работают автономно и взаимодействуют только через сетевой адаптер (СА2) при организации передачи данных между специализированными системами: ВЦ, НВС, МСС и гидрофизической системой [94].

Ориентация на сетевые интерфейсы в разработке КМГИ упрощает изменение структуры всего комплекса, а также управление

такими уникальными распределенными и децентрализованными компьютерными системами в реальном масштабе времени. В частности, при этом исключается необходимость разгерметизации автономных измерителей для съема накопленных данных и проверки всех измерителей. Рассмотрим выбор основных параметров гидрофизических измерителей глубоководных (ГИГ) и дополнительных глубоководных (ГИДГ) в КМГИ [77].

Для изучения короткопериодных внутренних волн в слоях со значительными перепадами плотности (мелкомасштабные процессы), имеющих периоды в термоклине 30—60 мин и распространяющихся в форме пакетов, необходимо обеспечить шаг дискретизации по времени $\Delta t \leq 10$ мин, интервал накопления данных $\Delta t_n \leq 24$ ч. Амплитуда колебаний, вызванных в термоклине приливными волнами, составляет 1—10 м, но возможны смещения до 100 м. При этом колебания температуры лежат в диапазоне 0,1—1°C. При этом характерна горизонтальная ориентация волнового вектора. Горизонтальная и вертикальная составляющие скорости течения равны и составляют 1 см/с. Отмечено увеличение скорости течения в короткопериодных волнах до 10—20 см/с. Пространственные масштабы короткопериодных волн лежат в диапазоне 0,1—1 км.

Для изучения мезомасштабных колебаний (приливные и квазинерционные волны) необходим шаг по времени $\Delta t \leq 10$ —30 мин, интервал накопления данных $\Delta t_n \leq 30$ —40 сут. Периоды таких волн 0,5—1 сут, пространственный масштаб до 100 км. Для изучения таких процессов необходимо 5—6 точек измерения (в полосе термоклина, в квазиоднородном и промежуточном однородном слоях, в основном термоклине и глубинном слое), а также 3—5 точек в радиусе 10 км полигона буйковой станции.

Для изучения вихревых образований необходим шаг по времени в диапазоне 10—20 мин, интервал осреднения данных до регистрации 1—2 ч, интервал накопления данных 4—6 мес. Характерные периоды волновых процессов 10—100 сут, пространственные масштабы 10—100 км, скорость течений 1—1,5 м/с, перепады глубины отдельных изотерм 10—100 м. С учетом рассмотренных основных параметров можно сделать вывод, что минимальная емкость памяти хранения данных гидрофизических измерений составляет 20—40 Кбайт, время накопления 6—12 мес, максимальный шаг по времени 1 ч, число данных в кадре информации 32—64 бита, характерный размер формата данных измерений 16 бит, число измерителей основных параметров в одной точке полигона 5—10, минимальное число дополнительных измерителей положения и собственных движений буйрепа с 5—10 измерителями составляет 3. При этом основная тенденция к повышению точности и полноты описания моделей волновых процессов обеспечивается с увеличением временных и пространственных масштабов полигонов буйковых станций, имеющих в своем составе сотни надежных, малогабаритных, удобных для эксплуатации глубоководных основных и дополнительных измерителей.

В состав глубоководных гидрофизических измерителей входят различные преобразователи физических параметров (температуры, электрической проводимости, скорости звука, времени распространения акустического сигнала), имеющие, как правило, нелинейные характеристики. Поэтому важно решить вопрос об учете вклада нелинейных членов в характеристиках первичных преобразователей до запоминания данных измерений. Высокая чувствительность акустических и электромагнитных преобразователей к попаданию различных включений в рабочую зону и колебаниям приборов показывает необходимость исключения промахов и ложных измерений при накоплении данных измерений, например, на основе различных методов интерполяции.

При измерении векторных элементов течений возникает необходимость определения составляющих вектора скорости в географической системе координат с учетом магнитного склонения, определяемого расхождением между магнитным и географическим меридианами, а также с учетом собственных движений и вращений прибора, измеряемых магнитным компасом или феррорезонансным преобразователем. Для первых характерны сложные зависимости показаний при колебаниях прибора с периодами 5—8 с, определяемых поверхностными волнами. Феррорезонансные преобразователи формируют сигнал, пропорциональный синусу и косинусу угла разворота оси преобразователя от магнитного меридиана, и требуют обеспечения точного горизонтирования положения преобразователя.

Акустические преобразователи решают задачу измерения как скорости звука, так и скорости течений и реализуют способы измерения интервала времени прохождения акустических опорных сигналов в противоположных направлениях за ряд циклов. Известно, что точность измерений проекций вектора скорости течения на меридиан и параллель v_m , v_n существенно зависит от «идеальности» косинусной диаграммы направленности измерителей скорости $v_1 = r \cos \varphi$ и $v_2 = r \sin \varphi$, а также от колебаний прибора и инерционности преобразователей v_1 , v_2 . Поэтому необходимо уменьшать инерционность каналов измерения направления и компонентов вектора скорости до 0,08—0,1 с для исключения появления систематических погрешностей. Этому условию удовлетворяют акустические или электромагнитные измерители скорости и феррорезонансные измерители направлений.

Анализ далеко не всех компонентов погрешности измерений гидрофизических элементов существующими преобразователями показывает, что при разработке микропроцессорных гидрофизических измерителей (МГИ) нового поколения океаносистемотехники следует учитывать важность обеспечения процедур автоматической коррекции характеристик нелинейных физических преобразователей, исключения промахов и выбросов и фильтрации шумов до этапа запоминания данных гидрофизических измерений. Следует учитывать сложную связь и взаимозависимость погрешностей измерителей отдельных компонентов векторных гидрофизических

элементов при формировании многоцелевых процедур измерения. Для построения интерфейса магистрального сетевого (ИМС1)

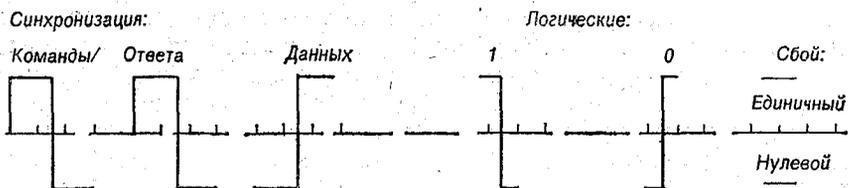


Рис. 1.12. Фазоманипулированный код без возврата к нулю в интерфейсе «Манчестер-2».

в комплексе микрокомпьютерных гидрофизических измерителей предложено использовать наиболее перспективные решения в технике локальных сетей. Физический уровень ИМС1 реализуется



Рис. 1.13. Форматы слов: командных, информационных, ответных в интерфейсе на основе «Манчестер-2».

с использованием сетевого интерфейса на основе кода «Манчестер-2». На рис. 1.12, 1.13 показаны особенности формирования фазоманипулированных без возврата к нулю импульсных сигналов и форматы информации, используемые в коде «Манчестер-2». На рис. 1.14 показана общая организация ИМС1 на основе кода «Манчестер-2». Более подробно примеры построения интерфейсных модулей рассмотрены в работе [94]. Следует отметить, что длина отводящих шлейфов 5—10 м, диапазон размаха двухпо-

лярных импульсных сигналов должен быть при передаче 3—10 В, а на входе приемников 1—10 В. В интерфейсе на основе кода «Манчестер-2» предусмотрен широкий набор типовых команд:

- 00000 — принять управление каналом;
- 00001 — передать ответное слово;
- 00010 — провести самоконтроль;

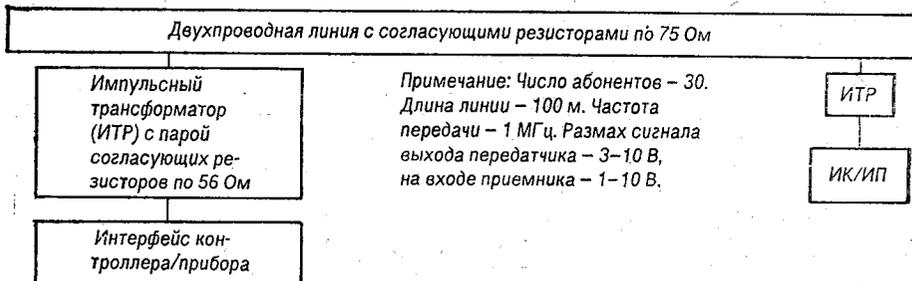


Рис. 1.14. Организация интерфейса на основе «Манчестер-2».

- 00011 — заблокировать передатчик;
- 00100 — разблокировать передатчик;
- 00101 — сбросить флаг отказа прибора;
- 00110 — установить флаг отказа прибора;
- 00111 — установить прибор в исходное состояние;
- 01000 — войти в режим синхронизации;
- 010001 — 01111 — резервные;
- 10000 — выдать состояние;
- 10001 — принять синхронизацию;
- 10010 — возратить команду;
- 10011 — отключить канал;
- 10101—11111 — резерв.

Предусмотрены фиксированные паузы между передачей пакетов импульсов (от 2 до 10 мкс и не более 2 мкс). Контроль по четности в пакете и по правильности фиксированных пауз обеспечивает высокую верность передач.

Выходные каскады передатчиков интерфейсных модулей ИМС1 должны обеспечивать размах сигналов до 10—15 В при токе нагрузки 100—150 мА, причем фронты импульсов должны быть не более 100—150 нс. В дешифраторе манчестерского кода используется тактовая частота 12 МГц, а в шифраторе — 2 МГц. Для преобразования кодов из последовательных в параллельные и обратно используется опорная частота 1 МГц, синхронная с опорными последовательностями в шифраторе и модуляторе. При передаче данных в канал передатчик преобразует униполярный код в шифраторе на бифазный с помощью двух независимых каскадов усиления и двух встречновключенных обмоток импульсного трансформатора, на выходной обмотке которого фор-

мируется биполярный фазоманипулированный сигнал. Приемник на основе дифференциального усилителя раскладывает биполярный фазоманипулированный сигнал на две составляющие — бифазные сигналы, поступающие на входы декодера. Для простоты декодера частота синхронизации должна быть кратна импульсам в пакетах. При кванте времени 0,5 мкс требуемый ряд кратных посылок: 1, 2, 3, 4, ..., 12.

Для унификации построения интерфейсных модулей ИМС1 можно использовать комплект микросхем из серии К588 (формирователь трансформаторной линии (ФТЛ), два типа кодеров-декодеров (КДК1, 2), адаптер канала (АК), селектор адреса (СА)). При этом оконечный каскад интерфейсного модуля, кроме ФТЛ, должен содержать усилители ($2 \times 2Т625А$ и $3 \times 2Т629А$). Селектор адреса типа К588ВГЗ. Импульсный трансформатор — типа ТИЛ-1В. КДК1 работает только с 16-битными пакетными, КДК2 — 2—28-битными в зависимости от команды управления, причем в КДК2 предусмотрены режимы самодиагностики (выдача в канал пакетов с неверным числом битов, либо с неправильным синхроимпульсом, либо битом четности). КДК1, 2 имеют вход для униполярных сигналов и вход для их синхронизации, что позволяет подключать к декодеру источники информации, минуя высокочастотные каскады. АК обеспечивает сопряжение с параллельной 8- или 16-разрядной шиной данных, распознавание адресов абонентов. АК классифицирует команды основного и вспомогательного форматов, определяя для интерфейсного модуля тип инструкций и часть команд (заблокировать, разблокировать передатчик, установить или сбросить флаг отказа, выдать ответное слово). Возможно автоматическое программирование режима выдачи данных и ответных слов на основе начальной инициализации АК по концу паузы или по сигналам запуска. Предусмотрено подключение АК в «разрыв» канала для наблюдения пересылок в канале. СА реализует основные сигналы захвата и управления обменом по интерфейсу магистральному параллельному асинхронному типа Q-bus, широко используемому в типовых микрокомпьютерах с архитектурой общего интерфейса магистрального параллельного асинхронного (ИМП). Микросхемы ФТЛ могут использоваться для ретрансляции сигналов между сегментами интерфейсов магистральных сетевых (ИМС) с длиной кабеля 100 м и ответвителями по 10 м. С помощью двух ФТЛ и двух АК можно реализовать цифровое восстановление сигналов при ретрансляции между двумя сегментами ИМС, но при этом вносится задержка на этапе ретрансляции 0,2—0,3 мкс. На рис. 1.15 показан интерфейсный модуль для организации ИМС с использованием микрокомпьютера с ИМП типа Q-bus. СА определяет группу адресов, присвоенных регистрам модуля, и строит этапы чтения и записи информации. Командами обращения к банку внешних устройств микрокомпьютера (свободных) можно реализовать запуск передачи команд, данных или ответных слов. Можно реализовать режим прямого доступа при ис-

пользовании контроллера прямого доступа к памяти (КПДП).
 На рис. 1.16, 1.17 показаны особенности построения интерфей-

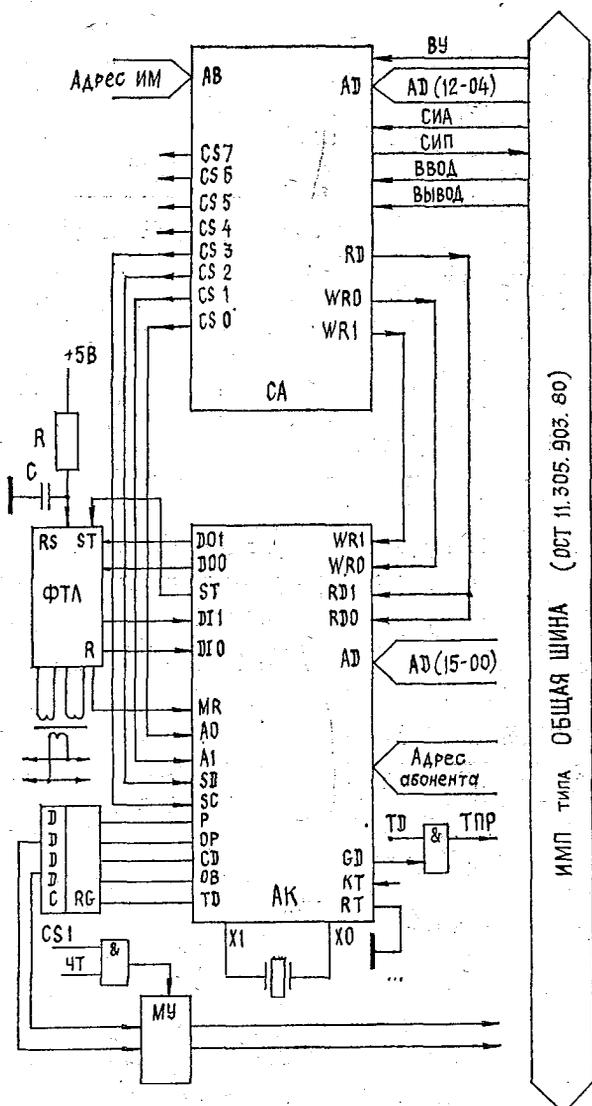


Рис. 1.15. Интерфейсный модуль для взаимодействия между интерфейсом типа Q-bus и последовательным интерфейсом на основе «Манчестер-2».

ных модулей для КМГИ, разработанных с учетом реализации интерфейсов магистральных сетевых (на основе кода «Манчестер-2») и параллельных асинхронных (типа Q-bus, Unibus):

[94]. Как видно из схем интерфейсных модулей для микрокомпьютера и для приборов, построение гибких измерительно-вычис-

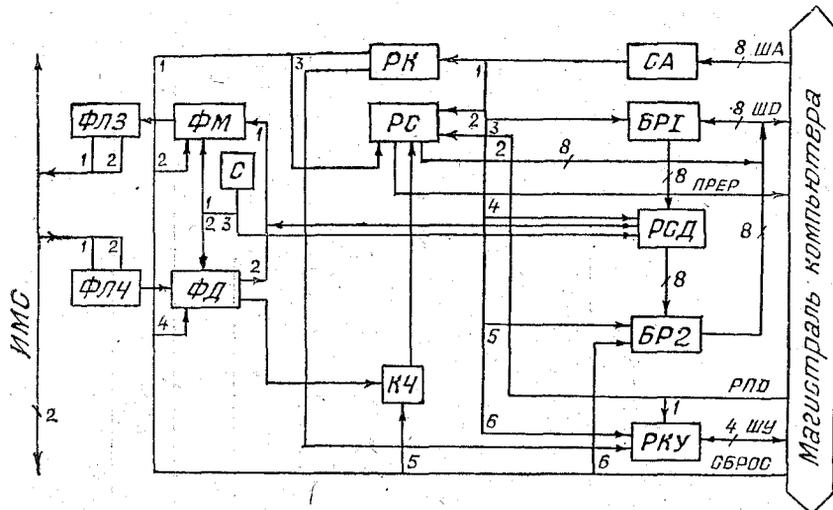


Рис. 1.16. Интерфейсный модуль для микрокомпьютеров.

ФЛЗ, ФЛЧ — формователи линейных сигналов передачи (записи) и приема (чтения); ФМ, ФД — преобразователи униполярного фазоманипулированного сигнала в биполярный фазоманипулированный без возврата к нулю сигнал (прямой и обратный); С — селектор. РК, РС — регистры команд, состояния; КЧ — контроль по четности; СА — селектор адреса; БР1, 2 — буферные регистры; РСД — регистр состояния и данных; РКУ — распределитель команд управления.

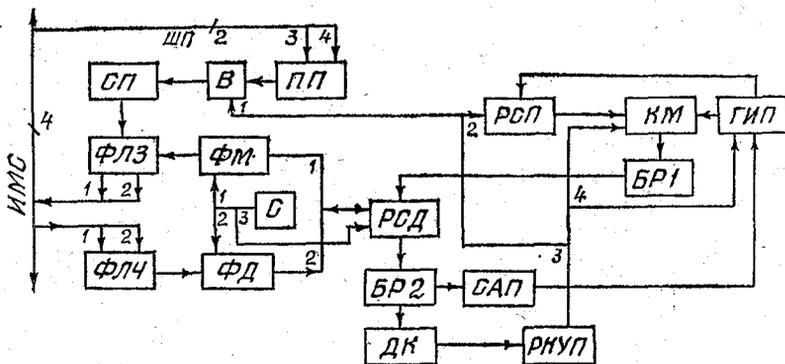


Рис. 1.17. Интерфейсный модуль для приборов.

ПП — преобразователь питания приборов; В — вентиль; РСП — регистр состояния прибора; САП — селектор адреса прибора; РКУП — распределитель команд управления прибором; ДК — дешифратор команд; КМ — коммутатор; ГИП — группа измерительных преобразователей; СП — селектор подачи питания в модуль и прибор.

лительных комплексов на основе концепций открытых локальных сетей существенно зависит от ускорения производства микросхем ФТЛ, КДК1, 2 АК и СА, а также от параметров микросхем ма-

гистральных приемопередатчиков (МУ). Следует ожидать расширения использования таких перспективных микросхемных компонентов локальных сетей, как контроллер локальной сети 82586, микросхема последовательного интерфейса 82501, контроллер протоколов локальной сети АМ7980, кодек манчестерского кода АМ7991, приемопередатчик локальной сети АМ7955, контроллер протоколов SDLC/HDLC, SCN 2651, многофункциональный универсальный приемопередатчик 8250 [91, 92].

С целью расширения возможностей аппаратных средств ИМС в разработках КСПС, КАИТ, КАМОИ, КМГИ предложено построение интерфейса магистрального последовательного сетевого (ИМПСС) [19, 77].

Магистраль ИМПСС содержит шину данных, подшину управления (линии запросов, готовности, разрешения). В схеме СА можно выделить два преобразователя сетевых функций и машинных функций (ПСФ) и (ПМФ) для магистралей сетевой и машинной (М1 и М3). Реализация ПМФ на микросхемах программируемых связанных адаптеров упрощает построение специализированных интерфейсных модулей для различных приборов (источников, источников-приемников, приемников и контроллеров). При этом перспективно расширение использования микросхем типа программируемых интерфейсных адаптеров (ПИА), программируемых периферийных интерфейсов (ППИ), универсальных асинхронных приемопередатчиков (УАПП). Реализация практически всех основных компонентов СА возможна на основе микросхем типа асинхронных связанных интерфейсных адаптеров (АСИА) и модемов в интегральном исполнении. В этом плане перспективно расширение производства таких интерфейсных компонентов, как системный контроллер 82288, многоканальный контроллер SAB 82258, контроллер сообщений по шине 84120, арбитр шины 84110, многопрограммный контроллер SDLC/HDLC 8274, контроллер прямого доступа к памяти (КПДП) 8237А-5. Четырехканальный высокоскоростной контроллер SAB 82258 и системный контроллер 82288 решат многие вопросы технической реализации нижних уровней иерархии сетевых интерфейсов на основе концепций OSI и FDPS [91, 92].

Уже в настоящее время разработки гидрофизических измерителей в модульном исполнении следует реализовать на концепциях микропроцессорных сетей [94]. Автономные измерители скорости потока (ИСП) и скорости звука (ИСЗ) в КМГИ, показанном на рис. 1.11, можно выполнить или со встроенным сетевым адаптером, или со встроенной микропроцессорной системой, уже имеющей компоненты сетевых интерфейсов.

Перспективно применять семейство микросхем 588, реализующих типовую микропроцессорную 16-битную систему с архитектурой LSI-11 на основе интерфейса магистрального параллельного асинхронного типа Q-bus. Для управления встроенной микросистемой перспективно применение комплекта БИС на ЦМД типа 7117 (емкость 4 Мбит) или 7110-1 (1 Мбит), контроллера памяти

типа 7220-1, а также микросхем памяти на ЦМД типа К1605РЦ1А (256 Кбайт).

В специализированном интерфейсе на основе ИМПСС [77] линия разрешения в подшине управления предложенного ИМПСС проходит через все измерительные модули системы. Линия данных связана с реализацией модулятора (М) и демодулятора (Д) в сетевых адаптерах (СА). При этом специфика реализации М и Д определяется формированием и разделением биполярных сигналов, передаваемых и принимаемых по линии данных [71, 77].

Число измерительных и вычислительных модулей в КМГИ может достигать 8 и более. Предусмотрены широкие возможности управления алгоритмами взаимодействия измерителей с вычислителем (по запросу, по циклическому опросу и другие). Модули выполняются в унифицированных корпусах, в нижних частях которых размещаются первичные измерительные преобразователи, в верхней — другие узлы, а также интерфейсные модули. На верхней сферической крышке корпусов модулей устанавливается разъемный соединитель (герметичный кабельный ввод) или силовой кабель-тросовый ввод.

Несущий каркас имеет различную конфигурацию в зависимости от специфики применения КМГИ. Например, каркас может выполняться в виде рамы, двух колец на корпусе вычислительного модуля с закрепленными на них быстроразъемными кольцами для установки измерительных модулей по внешней стороне двух колец по окружности, что упрощает смену в условиях экспедиций состава модулей. Многоштыревые герметичные соединители выполняются на основе розеток типа 2РМ, но со специальными, запрессованными через конусные изоляторы токопроводящими штырями, с защитным металлическим кожухом и несколькими резиновыми кольцами. Это позволяет использовать кабель диаметром 10—19 мм с резиновой, поливинилхлоридной или полиэтиленовой оболочкой при изготовлении сегментов сетевых магистралей и ответвителей.

Рациональное использование всей иерархии компонентов интерфейсов сетей по концепциям ISO и FDPS в новом поколении КМГИ существенно сокращает сроки проектирования новых проблемно-ориентированных комплексов.

Применение интерфейса на основе кода «Манчестер-2» упрощает реализацию сетевых интерфейсов за счет исключения линии для передачи тактовых импульсов. При этом каждый бит информации отображается переходом уровней и направление перехода определяет значение двоичной переменной. Переходы должны выполняться в середине отведенного каждому элементу временного интервала. Спектр передаваемых импульсов сигналов на основе кода «Манчестер-2» сосредоточен в полосе выше частоты тактов и удвоенной частоты полутактов, а спектр импульсных сигналов без возврата к нулю (БВН) — от постоянной составляющей до удвоенной частоты полутактов. Узкополосность импульсных сигналов на основе кода «Манчестер-2» повышает производительность приемопередатчиков и других элементов сетевых адаптеров, но

усложняет тактовую синхронизацию, которая реализуется встроенной схемой фазовой автоподстройки частоты, а ее генератор должен работать на частоте, в 16 или в 32 раза большей, чем частота передачи. На шкале информационного сигнала две временные позиции — середина счета (СС) и конец счета (КС). СС соответствует ожиданию приемником информационного перехода, а КС определяет состояние счетчика, ожидающего взятие выборки. При коэффициенте умножения частоты 16 содержимое счетчика для СС равно 4, а для КС — 8. При этом КС фиксирует моменты переходов на интервале четверти такта в начале или в конце такта передачи. Флюктуации скорости обнаруживаются, когда регистрируется переход раньше или позже ожидаемого СС. Счетчик подсчитывает тактовые импульсы и устанавливается в нуль, когда выборка происходит в момент КС.

Фазовая автоподстройка выполняет управление выборками по отношению к КС. Поэтому можно сделать вывод, что интерфейс на основе кода «Манчестер-2» обладает многими возможностями самосинхронизации передач и исключает накопление ошибок в ходе приема соседних кадров. При использовании кодов БВН с инверсией и автоматическим добавлением или исключением нуля (БВНИ) производится передача только пяти элементов, а при использовании кода «Манчестер-2» коррекция и самосинхронизация возможны не менее одного раза в каждом элементе в момент перехода. При синхронной передаче на основе кода «Манчестер-2» используется 5-битная синхрокомбинация, что повышает помехозащищенность передач [94].

Следует обратить внимание на необходимость ускоренного развития одновременно всех компонентов иерархии многошинных интерфейсов [91—94]. Можно использовать положительный опыт международной стандартизации многошинных интерфейсов Multibus II, VMEbus [113—119], а также последовательных интерфейсов Bitbus [91]. Возможности развития магистрально-модульных компонентов интегральных сетей зависят от рационального использования внутренних, вспомогательных микрофайсов как в самих сверхБИС (СБИС), так и на платах типа iSBX (Multimodule), iSBC (Single Board Computer), iSBX Bus, Multichannel Bus, iLBX Bus, Multibus System Bus в рамках стандарта IEEE796 для 8, 16-битных микрокомпьютерных интегральных сетей [92, 93].

Следует учитывать результаты усовершенствования интерфейсов радиальных последовательных и параллельных типа RS485 (предусмотрены дополнительные линии для управления питанием, контролем, направлением передач, всего 10 линий). При этом можно изменять скорость передачи данных в широких пределах (625, 375, 2400 Кбит/с в условиях применения линии из скрученных пар или из двух скрученных пар проводов). Такие радиальные интерфейсы широко используются на разных уровнях интегральных сетей. Реализация передач биполярных импульсов по линии данных в локальных сетях отличается простотой реализации, обеспечивает достаточно высокую скорость передачи и возможность

самосинхронизации без фазовой автоподстройки, используемой в коде «Манчестер-2». При биполярной ВН-передаче битовые посылки, соответствующие 1, передаются положительным импульсом, 0 — отрицательным импульсом. Импульсы битовых посылок занимают полутакт, и при передаче одинаковых импульсных посылок может возникать постоянная составляющая в линии передач. Для устранения этого явления в интерфейсных сетевых адаптерах используется схема разделения положительных и отрицательных посылок в отдельных цепочках транзисторно-трансформаторных цепей. В таких схемах существенно уменьшается время переходных процессов в импульсном трансформаторе, что расширяет возможности увеличения скорости передач без искажений за счет появления постоянной составляющей. Введение резонансного контура, настроенного на тактовую частоту передач в эти цепи формирования биполярных ВН-последовательностей, позволяет на основе коаксиального кабеля RG/62 при длине сегмента линии 700 м работать со скоростью передач до 1,5 и до 12 Мбит/с (с применением резонансного контура, возбуждаемого полевым транзистором, обеспечивающим высокую добротность на высоких частотах). В разработках сетевых адаптеров можно использовать один источник питания 5 В. В передатчике биполярного ВН-сигнала выполняется формирование тактовых последовательностей импульсов из прибора. Пары разной проводимости транзисторов и отдельные входы в импульсном трансформаторе используются для формирования ВН-сигнала. Специальные транзисторы в выходной цепи блокируют прохождение через цепи формирования импульсов противоположной полярности. Специальные транзисторы во входной цепи приемника разделяют импульсные ВН-сигналы для двух отдельных трансформаторных обмоток. Примеры реализации многшинных интерфейсов для многокомпьютерных комплексов на основе шины типа Q-bus приведены в работах [91, 94].

Многоцелевые гидрофизические измерители

Проектирование многоцелевых гидрофизических измерителей модульной конструкции можно условно разбивать на ряд задач: создание первичных измерительных преобразователей измеряемых параметров;

унификация рядов измерительных преобразователей и каналов на их основе;

модульное построение измерительных каналов и модуля для многоцелевых исследований.

Унификация измерительных преобразователей состоит в создании ряда модулей первичных преобразователей по главному параметру, структурные и конструктивные элементы которого являются производными от одной конструкции, выбранной за базу. Параметрический ряд можно построить на основе формирования общих требований к первичным измерительным преобразователям и особенностей измерения исследуемого параметра, данные об изменчивости которого определяют полный рабочий диапазон, перекрываемый всеми первичными измерительными преобразователями ряда. Число единиц ряда и предварительное очерчивание границ применения каждого отдельного преобразователя необходимо выбирать с учетом специфических требований, возникающих при измерениях в различных областях спектра изменчивости исследуемого параметра. Все преобразователи ряда должны быть унифицированы по присоединительным узлам и по выходным сигналам.

Разработка параметрических рядов первичных измерительных преобразователей является частью создания ряда океанографических средств измерений и должна рассматриваться в непосредственной связи с решением этой задачи.

В данной главе приведены результаты создания параметрических рядов первичных измерительных преобразователей температуры, электропроводности, скорости течения и направления вектора течения. В состав измерительных комплексов входят и другие измерители гидрофизических параметров, но эти решения показаны ниже при рассмотрении измерительных каналов. Это связано с тем, что параметрические ряды гидрооптических, гидрохимических первичных измерительных преобразователей не разработаны.

2.1. Первичные измерительные преобразователи температуры

Температура — один из информативных параметров морской среды при решении большинства задач экспериментальной гидродинамики. Измерение ее — сложный процесс теплового взаимодействия первичного измерительного преобразователя и среды. Наиболее важными причинами возникновения погрешностей при измерении являются: искажение поля температуры в месте нахождения первичных измерительных преобразователей, имеющего определенные размеры; кондуктивная теплопередача по элементам конструкции первичных измерительных преобразователей, расположенных в сложном поле температуры; наличие в первичных измерительных преобразователях внутренних источников тепла (разогрев чувствительного элемента измерительным током); инерционность первичных измерительных преобразователей; изменчивость параметров теплообмена в зависимости от методики измерения (изменение скорости и направления обтекания). Измерение температуры в океане связано чаще всего с необходимостью защиты чувствительного элемента термодатчика от прямого контакта со средой, оказывающей на него механическое и химическое воздействие.

Анализ отечественных и зарубежных конструкций термодатчиков показывает, что их постоянная времени в значительной степени определяется инерционностью защитной арматуры, которая в свою очередь связана с теплофизическими свойствами материала и массой прочного корпуса и буферного вещества, заполняющего пространство между прочным корпусом и чувствительным элементом. Значительная инерционность подавляющего большинства серийно выпускаемых термодатчиков, предназначенных для работы в условиях агрессивных сред и повышенных давлений, ограничивает возможность их применения в практике океанографических исследований.

Отказ от прочного корпуса [68] не всегда дает желаемый результат, поскольку при работе на больших глубинах необходимо предусматривать дополнительные меры для исключения или компенсации влияния тензоэффекта. Прочностные характеристики защитной арматуры входят в прямой зависимости от интенсивности механического взаимодействия со средой. Улучшение механических параметров защитной арматуры приводит к ухудшению динамических характеристик и увеличению статических погрешностей, обусловленных кондуктивным теплообменом по элементам термодатчика [70].

С другой стороны, чем выше скорость набегающего потока, тем интенсивнее теплообмен между термодатчиком и средой, что в свою очередь способствует снижению динамических и статических погрешностей [76, 99].

Разработку первичных измерительных преобразователей температуры для тех или иных задач температурных измерений в океане, а также выбор соответствующего термодатчика из

ряда возможных необходимо проводить на основе рассмотрений конкретных условий взаимодействия его со средой в процессе измерения, исходя из допускаемой для данных измерений погрешности.

Общий диапазон измерения температуры в Мировом океане сравнительно узок. Он лежит в пределах от 1,95 до 35,8°C. Однако в океанографии предъявляются весьма высокие требования к точности и чувствительности измерителей температуры. В [70] приведены оценки допускаемой погрешности и необходимой разрешающей способности в зависимости от задач выполняемых исследований.

Допустимый предел чувствительности термоприемника вне зависимости от его типа и конструкции определяется при измерении температуры морской воды простым соотношением, выведенным в [70]:

$$\Delta T_{\text{мин}} \sqrt{\tau} = C_{\text{мин}}, \quad (2.1)$$

где $\Delta T_{\text{мин}}$ — предельная флюктуационная чувствительность термоприемника; τ — показатель тепловой инерции термоприемника; $C_{\text{мин}}$ — обобщенная характеристика идеального прибора, определяющая его флюктуационный порог чувствительности ($C_{\text{мин}} = 0,5 \cdot 10^{-4} \text{ К} \cdot \text{с}^{1/2}$).

Максимальный объем пространственного разрешения поля температуры морской воды, при котором реализуется соотношение (2.1), оценивается как

$$V_{\text{мин}} \geq 10^{-10} \tau \text{ (см}^3\text{)}. \quad (2.2)$$

Практически это условие выполняется всегда, поскольку реальные преобразователи имеют гораздо больший объем осреднения. Соотношение необходимо иметь в виду при проектировании измерителей температуры, так как оно определяет физический предел показателей пространственного временного осреднения термоприемника при заданной чувствительности. При нарушении соотношения не обеспечивается корректность измерений.

Из огромного разнообразия термопреобразователей, в той или иной мере отвечающих требованиям к океанографическим первичным измерительным преобразователям, нами рассмотрены: кварцевые термочувствительные элементы, термоэлектрические преобразователи, полупроводниковые термопреобразователи, полупроводниковые термометры сопротивления, металлические термометры сопротивления [76]. Их характеристики приведены в табл. 2.1. Материалы этой таблицы говорят о том, что при суммарной оценке характеристик рассматриваемых преобразователей термометры сопротивления металлические имеют значительные преимущества.

В качестве материалов для термометров сопротивления используются платина, медь, вольфрам, никель, железо. Наибольшее применение получили платиновые и медные термометры, поскольку стабильность и воспроизводимость термометров сопротивления из других металлов много хуже.

Характеристики термопреобразователей

Параметр	Кварцевый термометр	Термопара хромалюминевая	Транзисторный преобразователь	Термисторы МТ	Терморезистор на основе моно-кристалла германия	Платиновый термометр	Медный термометр
Форма выходного сигнала	Частота	т. э. д. с.	Напряжение	Сопротивление	Сопротивление	Сопротивление	Сопротивление
Уравнение преобразования	$f_r = f_0 (1 + AT + BT^2 + CT^3)$	$E_r = A + BT + CT^2$	$u_r = AT + B + C_2 \alpha (T - T_0)$	$R_r = R_0 + A(T - T_0)$	$R_r = R_0 [T + A(T - T_0)]$	$R_r = R_0 [T + A(T - T_0) + B(T - T_0)^2]$	$R_r = R_0 [1 + A(T - T_0)]$
Чувствительность	10 Гц/°С	10—80 мкВ/°С	10—30 мВ/°С	4 %/°С	0,5—0,8 %/°С	0,39 %/°С	0,43 %/°С
Стабильность, °С/мес	0,005	1	0,1	0,1—0,25	0,007—0,05	0,05—0,01	±0,01
Нелинейность	±0,05 °С	2,0 %	±0,05	5—20 %	2 %	0,55 %	±0,01 %
Мощность рассеяния, мВт	10 ⁻²	—	—	5—40	—	40	0,1—40
Постоянная времени, с	3	0,02—0,2	—	0,05—2	15	0,5	0,02—0,1

Платиновые термометры сопротивления используют для измерения температуры в диапазоне от -200 до 630°C по Международной практической температурной шкале. Образцовые платиновые термометры сопротивления имеют ТКС, равный $(3,925-3,927) \cdot 10^{-3}^{\circ}\text{C}^{-1}$. Для изготовления технических термометров сопротивления используют менее чистую проволоку, характеризующую ТКС в диапазоне $(3,892-3,910) \cdot 10^{-3}^{\circ}\text{C}^{-1}$. Сопротивление платинового термометра в диапазоне температур от 0 до 630°C определяется по формуле

$$R_T = R_0(1 + AT + BT^2). \quad (2.3)$$

Коэффициенты уравнения определяют путем градуировки в реперных точках. Стабильность градуировочных характеристик платиновых термометров сопротивления находится на уровне погрешности их градуировки и для образцовых термометров равна $0,005^{\circ}\text{C}$ и не менее.

Медные термометры сопротивления изготавливают из электролитически очищенной медной проволоки, имеющей ТКС $= 4,26 \times 10^{-3}^{\circ}\text{C}^{-1}$. Сопротивление медного термометра линейно изменяется с изменением температуры и для диапазона от 50 до 180°C определяется по формуле

$$R_T = R_0(1 + AT).$$

Выбор верхнего предела применения таких термометров (180°C) объясняется тем, что при более высоких температурах происходит окисление меди, приводящее к изменению градуировочной характеристики. Приборы обладают высокой стабильностью и воспроизводимостью метрологических характеристик.

В качестве критериев стабильности градуировочных характеристик для металлических термометров сопротивления выбраны значения сопротивления термометра при температуре тройной точки воды (R_0) и отношение сопротивления при температуре кипения воды к сопротивлению в тройной точке (R_{100}/R_0).

Современные методы обеспечения требований к чистоте материалов и размерам чувствительных элементов термометров сопротивления способствуют их взаимозаменяемости. Так как термометры сопротивления обычно работают в комплекте с источником питания и измерительным мостом, практически возможно варьировать пределы и диапазоны измерения температур. Наиболее существенный недостаток металлических термометров сопротивления — низкий температурный коэффициент — не мешает их широкому применению. Технология изготовления и техника измерений с помощью обычных термометров сопротивления достаточно хорошо освоены. Их уже в течение многих лет применяют в лабораториях для очень точных измерений в условиях тщательного контроля. В последние годы их широко используют не только в промышленности, но и в практике океанографических исследований в качестве первичных преобразователей для определения распределения полей температуры в океане.

Разработан и серийно промышленностью выпускается специализированный платиновый термометр сопротивления для океанографической измерительной аппаратуры ТСП-365-01. Номинальное значение сопротивления $R_0 = 100$ Ом. Преобразователь выполнен по II классу. Показатель тепловой инерции $\tau \leq 0,7$ с. Прибор рассчитан на рабочее давление 60 МПа.

Разработано и применяется целое семейство первичных измерительных преобразователей температуры на базе медного термометра сопротивления, характеристики которого приведены в последующих разделах. Использование в качестве чувствительных элементов микропроводов позволяет реализовать первичные преобразователи с весьма малой инерционностью и расширить таким образом область применения первичных измерительных преобразователей в сторону высокочастотной части спектра изменчивости исследуемых полей температуры.

Преимущества платиновых термометров сопротивления по метрологическим характеристикам несомненны. Однако медь обладает рядом качеств, выгодно отличающих ее от платины, которые делают более предпочтительным применение медных термометров сопротивления для создания океанографических первичных измерительных преобразователей температуры. Линейная температурная зависимость и несколько более высокий по сравнению с платиной ТКС меди упрощают вторичные преобразования и обработку информации об измеряемой температуре.

Медь является более технологичным материалом как в изготовлении чувствительного элемента, так и в подгонке.

Освоено производство изолированных микропроводов диаметром 0,02—0,03 мм из высококачественной электролитической меди, в то время как минимальный диаметр платинового изолированного микропровода 0,05 мм. К тому же изолированный платиновый микропровод не выпускается серийно отечественной промышленностью. Необходимо также учитывать значительно более низкую стоимость меди по сравнению с платиной.

Главным недостатком меди является способность к окислению, что делает нестабильным ее характеристики при температурах выше 150—180°C. Однако в диапазоне изменения температуры морской воды стабильность меди приближается к стабильности платины.

Проведенные исследования количественных значений отклонений градуировочных характеристик платиновых и медных термометров сопротивления серийного производства от начальных значений в зависимости от температуры и времени эксплуатации показали, что отклонения R_0 и R_{100}/R_0 для платиновых термометров сопротивления за время эксплуатации 1000 ч при нормальных условиях и температурных изменениях до 50°C составляют 0,07 и 0,005 %, для медных при тех же условиях — 0,1 и 0,0007 % соответственно [76]. В более жестких условиях проводились исследования, результаты которых приведены в [28]. Испытывались на стабильность R_0 и R_{100}/R_0 термометры сопротивления из мед-

ных проводов марки ПЭТВ и ПЭТВ-Р в окислительной среде при 150°C в течение 1000 ч. Результаты исследования показали их удовлетворительную стойкость в окислительной среде. По сравнению с исходными значениями R_0 увеличилось в среднем на 0,2 %, отношение R_{100}/R_0 — на 0,014 %.

При эксплуатации уходы характеристик уменьшаются, что связано с исчезновением обратимых изменений, накопленных в структуре металла из-за деформационных нагрузок в процессе изготовления чувствительных элементов. Аналогичный эффект имеет место и при проведении искусственного старения, которое необходимо применять для уменьшения времени стабилизации характеристик термометров сопротивления.

Исследование характеристик каналов температуры в реальных морских условиях выявило долговременную стабильность каналов на основе медных термометров сопротивления, а также изготовленных из провода производства фирмы ELORA (Австрия). По сравнению с образцовыми каналами погрешность измерений достигает $0,001$ — $0,01^{\circ}\text{C}/\text{мес}$.

Таким образом, термометры сопротивления из высококачественного медного провода, подвергнутые предварительно искусственному старению и эксплуатируемые в узком температурном диапазоне, лишь незначительно уступают по долговременной стабильности платиновым термометрам сопротивления, а по отдельным параметрам даже превосходят их. В связи с этим медный термометр сопротивления выбран за основу построения параметрического ряда первичных измерительных преобразователей температуры морской воды.

Динамические характеристики первичных измерительных преобразователей в существенной степени определяют метрологические характеристики измерительной системы. Исследование теплообмена в реальных условиях и разработка способов коррекции динамических погрешностей, возникающих из-за наличия инерционности датчика, являются неотъемлемой частью работ при проектировании первичных измерительных преобразователей.

В теории тепловой инерции для расчета постоянной времени преобразователей используется уравнение [47]

$$\tau = \Phi/\alpha, \quad (2.4)$$

где Φ — «фактор системы», который характерен для самого термометра сопротивления и определяется теплофизическими свойствами материалов его элементов и их геометрическими размерами независимо от внешних условий; α — коэффициент теплопередачи, зависит от условий теплообмена термометра сопротивления с окружающей средой. Теория охватывает только основные черты явления, поскольку основана на допущениях, не всегда оправдывающихся в действительности. В этих случаях ее можно рассматривать как первое приближение. Следует, однако, отметить, что эта теория дает ценные указания при конструировании термопреобразователей и тепловых расчетах. Пути улучшения динамических

свойств термометров сопротивления следует искать в уменьшении влияния «фактора системы» с учетом условий его теплообмена со средой.

Важным параметром, характеризующим теплофизические свойства вещества, является коэффициент теплопроводности λ [Вт/(м·°С)]: Он определяется экспериментально, значения его для различных тел отличаются в широких пределах. Для характеристики скорости изменения температуры тел введен коэффициент теплопередачи α , учитывающий, помимо λ , и другие физические характеристики тел:

$$\alpha = \lambda / (c\rho), \quad (2.5)$$

где c — удельная теплоемкость вещества; ρ — плотность. Таким образом, тело тем быстрее принимает температуру среды, чем выше у него λ и чем меньше значения c и ρ .

Поскольку теплопроводность металлического защитного корпуса термометра сопротивления на несколько порядков выше теплопроводности буферного вещества, заполняющего пространство между корпусом и чувствительным элементом, именно буферное вещество играет определяющую роль в процессе передачи тепла от среды через защитную арматуру к чувствительному элементу. По этой же причине можно пренебречь влиянием тонкого провода чувствительного элемента на развитие теплового процесса. Инерционность первичных измерительных преобразователей температуры в основном определяется теплопередачей через цилиндр, тепловые свойства которого совпадают со свойствами буферного вещества. В серийно выпускаемых первичных измерительных преобразователях температуры в качестве буферного вещества используются порошкообразные заполнители, такие как окись алюминия, окись магния и реже окись бериллия. Так как внутренний диаметр защитного корпуса желательно уменьшать, то засыпка порошка в пространство между обмоткой чувствительного элемента и защитным корпусом почти невозможна. В таких случаях используют жидкие заполнители — силиконовые жидкости или трансформаторное масло, которые обладают высокими электроизолирующими свойствами и химической инертностью. Но теплопроводность этих жидкостей весьма невелика, поэтому использование их в качестве заполнителя ограничивает возможности снижения инерционности.

Разработан двухкомпонентный состав на основе полиметилсилаксановой жидкости для заполнения пространства между обмоткой чувствительного элемента и защитным корпусом.

Для увеличения теплопроводности заполнителя в силиконовую жидкость введена добавка окиси магния. Выбор окиси магния в качестве наполнителя предпочтителен ввиду наличия ряда неблагоприятных свойств окиси бериллия и двуокиси алюминия (токсичность BeO и абразивность порошка Al_2O_3).

На рис. 2.1, 2 показана зависимость постоянной времени первичных измерительных преобразователей температуры от концен-

трации окиси магния в теплопроводном наполнителе при постоянном диаметре защитного корпуса. Из условия достижения оптимальных теплотехнических свойств пасты при сохранении технологичности изготовления термометров сопротивления выбран состав пасты с соотношением твердой и жидкой составляющих 1 : 2,5, что соответствует концентрации MgO в пасте 28,5 %. Применение теп-

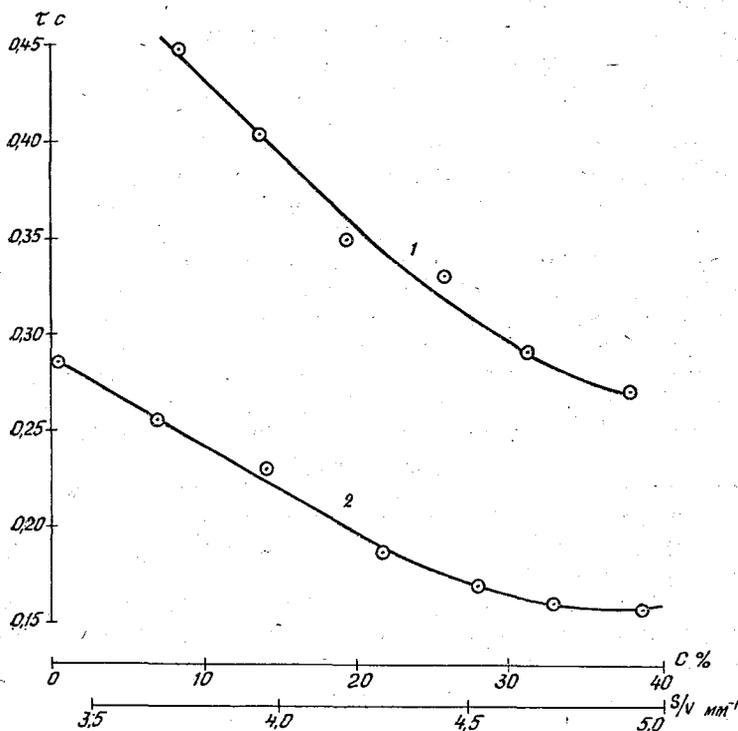


Рис. 2.1. Зависимость постоянной времени преобразователя температуры от состава теплопроводного наполнителя. 1 — $\tau = f(S)$, V , $C = \text{const}$; 2 — $\tau = f(C)$, $S/V = \text{const}$.

лопроводной смеси позволяет (без применения других конструктивов) снизить инерционность первичных измерительных преобразователей температуры на 40—50 %.

Термическое сопротивление теплопередачи определяется по формуле

$$R_{\text{тепл}} = \frac{1}{\alpha_1 d_1} + \frac{1}{2\lambda} \ln \frac{d_2}{d_1} + \frac{1}{\alpha_2 d_2}, \quad (2.6)$$

где d_1 , d_2 — внутренний и внешний диаметры цилиндрического тела; α_1 , α_2 — коэффициенты теплоотдачи на соответствующих поверхностях. При постоянных α_1 , d_1 , λ , α_2 полное термическое сопротивление теплопередачи цилиндрической стенки будет зависеть только от внешнего диаметра d_2 . Эта зависимость в экстремальной точке имеет минимум, наступающий при так называемом

критическом значении $d_2 = 2\lambda/a_2$ [70]. При $d_2 > d_{кр}$ с увеличением d термическое сопротивление теплопередачи возрастает, что указывает на доминирующее влияние толщины стенки. С увеличением d_2 в области $d_2 < d_{кр}$ полное термическое сопротивление теплопередачи падает, так как увеличение наружной поверхности оказывает на термическое сопротивление большее влияние, чем увеличение толщины стенки.

Отношение площади поверхности термометра сопротивлению к его объему определяет скорость процесса распространения тепла в его теле. На рис. 2.1, 1 приведена зависимость инерционности первичных преобразователей температуры от отношения площади поверхности к объему. Данные получены для конструкции с защитным корпусом длиной 70 мм, заполненным полиметилсилаксановой жидкостью. Отношение S/V варьировалось за счет наружного диаметра d_2 .

Условия теплообмена термометра сопротивлению со средой учитываются коэффициентом теплопередачи α . Численное значение его зависит от многих факторов, в том числе от режима и скорости движения среды около поверхности термопреобразователя. В океанографических приборах первичный измерительный преобразователь температуры в основном устанавливается так, что при проведении измерений он омывается потоком воды в поперечном (для зондирующих комплексов) или в продольном (для буксируемых) направлении. В результате анализа и обобщения большого количества существующих экспериментальных данных для расчета среднего коэффициента теплоотдачи рекомендуются нижеприведенные зависимости [70, 76].

В случае продольного обтекания термометра сопротивлению невозмущенным потоком при ламинарном течении средней коэффициент теплоотдачи определяется по формуле

$$\alpha = 0,66Re^{0,5}Pr^{0,33}\lambda/l, \quad (2.7)$$

где $Re = V_n l / \nu$ — число Рейнольдса; V_n — скорость потока; l — длина термометра сопротивлению; ν — коэффициент кинематической вязкости; $Pr = \nu/a$ — критерий Прандтля.

При $Re \geq 5 \cdot 10^5$ происходит переход к турбулентному режиму течения жидкости в пограничном слое. Если считать, что турбулентный пограничный слой существует по всей поверхности термометра сопротивлению, то средний коэффициент теплоотдачи определяется равенством

$$\alpha = 0,037Re^{0,8}Pr^{0,43}\lambda/l. \quad (2.8)$$

При поперечном обтекании термопреобразователя потоком воды средний коэффициент теплоотдачи равен

$$\alpha = 0,56Re^{0,5}Pr^{0,36}\lambda/d \text{ при } Re < 10^3 \quad (2.9)$$

или

$$\alpha = 0,28Re^{0,6}Pr^{0,36}\lambda/d \text{ при } Re > 10^3, \quad (2.10)$$

где $Re = Vd/\nu$ — число Рейнольдса; d — диаметр датчика.

Если угол, составленный направлением потока и осью термометра сопротивления, меньше 90° , теплоотдача уменьшается. При $\varphi = 30 \dots 90^\circ \text{C}$ можно использовать для расчета коэффициента теплоотдачи α_φ приближенную зависимость $\alpha_\varphi = \alpha (1 - 0,54 \cos^2 \varphi)$. Угол атаки $\varphi = 0$ соответствует продольному омыванию чувствительного элемента потоком воды, которое дает более низкую теплоотдачу. Поскольку характер продольного и поперечного омывания существенно различен, при $\varphi = 0 \dots 30^\circ$ значение α , помимо угла атаки, зависит и от других факторов.

Среднее значение коэффициента теплоотдачи возрастает с увеличением возмущения набегающего потока. Образование вихрей является основной особенностью поперечного омывания. Именно поэтому поперечная установка первичных измерительных преобразователей температуры относительно направления потока является предпочтительной с точки зрения уменьшения инерционности. В этом случае асимптотическое значение постоянной времени наступает при меньших скоростях. Если набегающий поток искусственно турбулирован, коэффициент теплоотдачи будет больше и при этом изменение теплообмена возникает при $Re < 10^3$. Защитная арматура (ограждение) может выполнять роль своеобразной турбулизирующей решетки, позволяя предварительно турбулизовать набегающий на термометр сопротивления поток.

Расчет текущей температуры чувствительного элемента производился с применением уравнения теплопроводности в однородном цилиндрическом теле, тепловые свойства которого совпадают с тепловыми свойствами буферного вещества. Для таких тел в результате интегрирования уравнения теплопроводности и определения постоянных интегрирования из граничных и начальных условий получено решение

$$\frac{T}{T_0} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2J_1(\mu_k)}{\mu_k [J_0^2(\mu_k) + J_1^2(\mu_k)]} J\left(\mu_k \frac{R_1}{R}\right) \exp(-\mu_k^2 F_0), \quad (2.11)$$

где T/T_0 — относительная температура в слое, отстоящем на расстоянии R_1 от оси цилиндрического тела радиусом R ; $J_0(\mu_k)$, $J(\mu_k R_1/R)$, $J_1(\mu_k)$ — функции Бесселя первого рода; $F_0 = \partial t/R^2$ — критерий Фурье; $\mu_k (k = 1, 2, \dots)$ — корни характеристического уравнения $(\alpha/\lambda) R J_0(\mu_k) J_1(\mu_k)$, полученные на основании граничных условий и частного решения уравнения теплопроводности.

С помощью этой методики по формуле (2.11) на ЭВМ были рассчитаны переходные процессы установления температуры в цилиндрическом слое радиусом R_1 , который располагается на уровне чувствительного элемента термометра сопротивления. Конкретное значение R_1 , диаметр термометра сопротивления и другие константы соответствовали параметрам конкретных первичных измерительных преобразователей температуры. Переходные процессы рассчитывались для случаев поперечного и продольного обтекания потоком воды с различными скоростями.

Для экспериментального определения динамических характеристик датчиков температуры в качестве типового воздействия выбран скачок температуры, возникающий при быстром перемещении теплоприемника из одной среды в другую (из воздуха в воду) с различными температурами [27]. Влияние скорости потока воды и вида обтекания на параметры переходных процессов изучалось при относительном перемещении исследуемого термометра сопротивления из воздуха в поток воды, скорость которого измерялась.

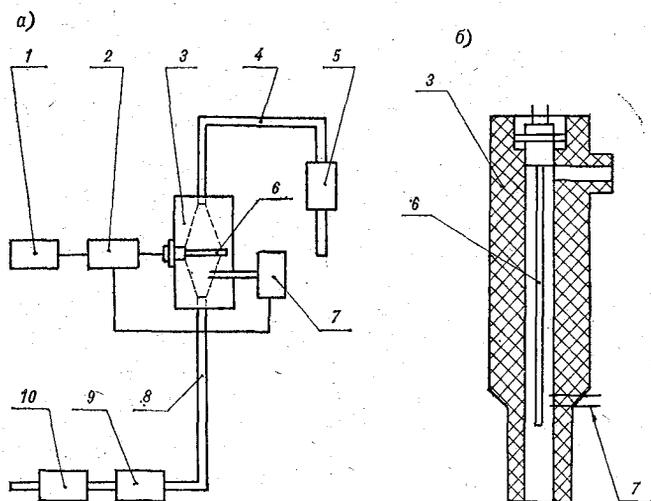


Рис. 2.2. Установка для измерения постоянной времени первичных измерительных преобразователей температуры.

Установка для снятия постоянной времени (рис. 2.2 а) состоит из измерительной камеры 3, в которой неподвижно закреплен термометр сопротивления 6 и установлен датчик фронта потока 7. К измерительной камере подведен трубопровод 8 с задатчиком скорости потока 9 и клапаном 10 для подачи жидкости в подводящий трубопровод. На отводящем трубопроводе 4 размещен измеритель скорости потока 5. Вода поступает в камеру при срабатывании клапана 10. С помощью сменных камер на данной установке можно определить зависимость инерционности от направления и скорости омывания чувствительного элемента первичного измерительного преобразователя температуры в диапазоне узлов 0—90°.

На рис. 2.2 б) приведена конструкция измерительной камеры для исследования динамических характеристик первичных измерительных преобразователей температуры при обтекании потоком в продольном направлении.

Сопротивление чувствительного элемента при ступенчатом воздействии температуры от 20 (воздух) до 10°C (вода) преобразо-

ывается измерительным мостом 2 в напряжение и после усиления записывается на быстродействующем регистраторе 1.

Анализ полученных реализаций переходного процесса показывает, что термодатчик может быть представлен инерционным звеном первого порядка с запаздыванием или звеном второго и выше порядка. В данном случае с учетом характера кривых и рекомендаций, приведенных в работе [76], аппроксимация переходных процессов, полученных экспериментально и расчетным путем, проводилась переходными функциями звена второго порядка типа

$$x(t) = (1 + t/\tau) e^{-t/\tau}.$$

На рис. 2.3а цифрой 1 обозначены зависимости, полученные при аппроксимации расчетных переходных процессов, цифрой 2 — при аппроксимации процессов, снятых экспериментально, для поперечного обтекания первичных измерительных преобразователей температуры; на рис. 2.3б — те же зависимости для продольного обтекания. Расхождения в форме кривых 1 и 2 объясняются несовершенством теплодинамической модели, которая, естественно, не может учесть всех реальных факторов теплообмена. Тем не менее такая модель может быть использована при проектировании первичных измерительных преобразователей температуры с заданными динамическими характеристиками.

Функции $\tau(V)$ показывают, что при увеличении скорости потока улучшается теплообмен между датчиком и средой (постоянные времени уменьшаются). Асимптотическое значение постоянной времени $\tau_{\text{мин}}$ определяется конструкцией термометров сопротивления и не зависит от режима обтекания.

Скорость обтекания, начиная с которой показатель тепловой инерции неизменен и равен $\tau_{\text{мин}}$, как отмечено в работе [46], определяется моментом возникновения турбулентного потока в пограничном слое. Этот момент при поперечной ориентации наступает ранее ($V_{\text{мин}} = 0,3$ м/с), чем при продольной ($V_{\text{мин}} = 2$ м/с), что необходимо учитывать при расположении термодатчика на прочном корпусе прибора.

По экспериментальным данным эквивалентную постоянную времени термодатчика можно представить выражением

$$\tau = \tau_n - (\tau_n - \tau_{\text{мин}}) e^{-V/V_{\text{мин}}},$$

где τ_n — постоянная времени при начальной скорости обтекания. Для учета изменчивости динамических параметров термодатчика в схемах коррекции динамической погрешности необходимо нормировать значения τ_n , $\tau_{\text{мин}}$ и $V_{\text{мин}}$ для каждого первичного измерительного преобразователя температуры для заданного направления обтекания.

Первичный измерительный преобразователь температуры в защитной арматуре устанавливается на массивном корпусе измерительного устройства, который имеет заведомо большую инерционность. Например, для зондирующего комплекса прочный корпус

может иметь инерционность порядка 200—300 с, в то время как инерционность первичных измерительных преобразователей температуры не превышает 0,05 с. Вследствие этого температура

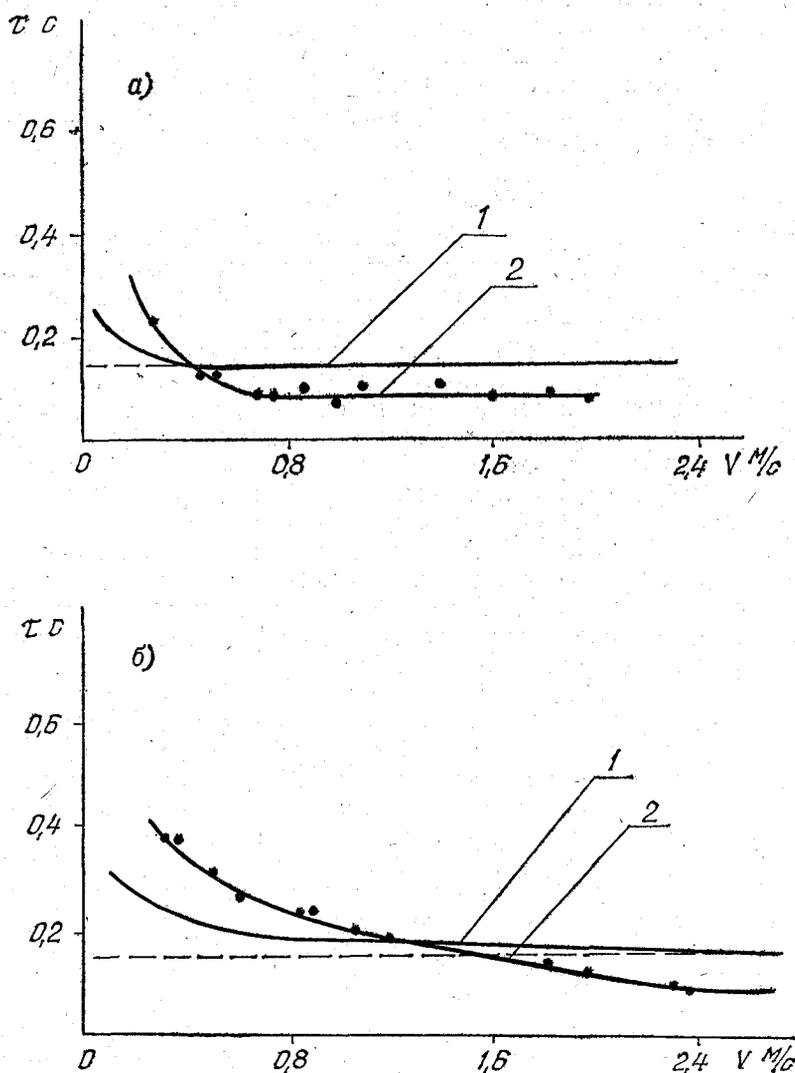


Рис. 2.3. Графики расчетных и экспериментальных переходных процессов при продольном и поперечном обтекании.

прочного корпуса всегда будет несколько отличной от температуры среды. При правильно сконструированном термоприемнике основное воздействие на его теплообмен оказывает исследуемая среда. Влияние остальных факторов, в том числе и теплообмена с проч-

ным корпусом прибора, должно носить второстепенный характер. Применяя упрощенную модель термopриемника, выполняемого в виде стержня из однородного материала, размещенного на основании нормально к нему, несложно решить задачу выбора соотношения длины чувствительного элемента и погружной части первичного измерительного преобразователя (удаления чувствительного элемента от основания) [83]. Однако при наличии защитной арматуры имеет место также и теплообмен по элементам ее конструкции, факторы которого трудно поддаются учету, и поэтому расчет значения текущей температуры по длине первичного измерительного преобразователя температуры носит весьма приближенный характер.

Экспериментальное определение влияния теплообмена между первичным измерительным преобразователем температуры и присоединенной массой на погрешность измерений производилось на установке, представляющей собой двухкамерный термостат, в отсеках I и II которого поддерживается различная температура. В отсеке I устанавливается исследуемый первичный измерительный преобразователь температуры так, что его хвостовик находится в отсеке II. Рядом с исследуемым первичным измерительным преобразователем температуры в отсеке I устанавливается первичный измерительный преобразователь температуры идентичной конструкции. Оба первичных измерительных преобразователя температуры включаются в измерительный мост. При установке исследуемого первичного измерительного преобразователя температуры на разные расстояния чувствительного элемента от стенки отсека II, имитирующего прочный корпус, определялись разности показаний исследуемого и контрольного первичного измерительного преобразователя температуры, которые и являются погрешностью за счет влияния присоединенной массы.

На рис. 2.4 приведены зависимости погрешности первичного измерительного преобразователя температуры данной конструкции (δT) от разности температур исследуемой среды и присоединенной «тепловой» массы (ΔT) при различном удалении от нее (сплошные линии — для спокойной среды, пунктир — при обтекании первичного измерительного преобразователя температуры средой). Приведенные зависимости показывают, что погрешности из-за кондуктивного теплообмена по элементам конструкции могут быть весьма значительными, особенно при малых скоростях обтекания термомпреобразователя.

Повышение температуры термометра по сравнению с температурой среды за счет наличия внутренних источников тепла, т. е. погрешность от разогрева измерительным током ΔR_p , зависит не только от подводимой мощности, но и от конструкции первичного измерительного преобразователя температуры, включая и защитную арматуру, и от условий теплообмена чувствительного элемента и исследуемой среды. Погрешность от разогрева определяется из выражения

$$\Delta R_p = R_0 A a l^2 / \alpha, \quad (2.12)$$

где α — коэффициент теплоотдачи; R_0 — сопротивление чувствительного элемента при 0°C ; A — ТКС материала чувствительного элемента; I — измерительный ток; $a = 0,305 \rho l / (Sd^2)$ — величина,

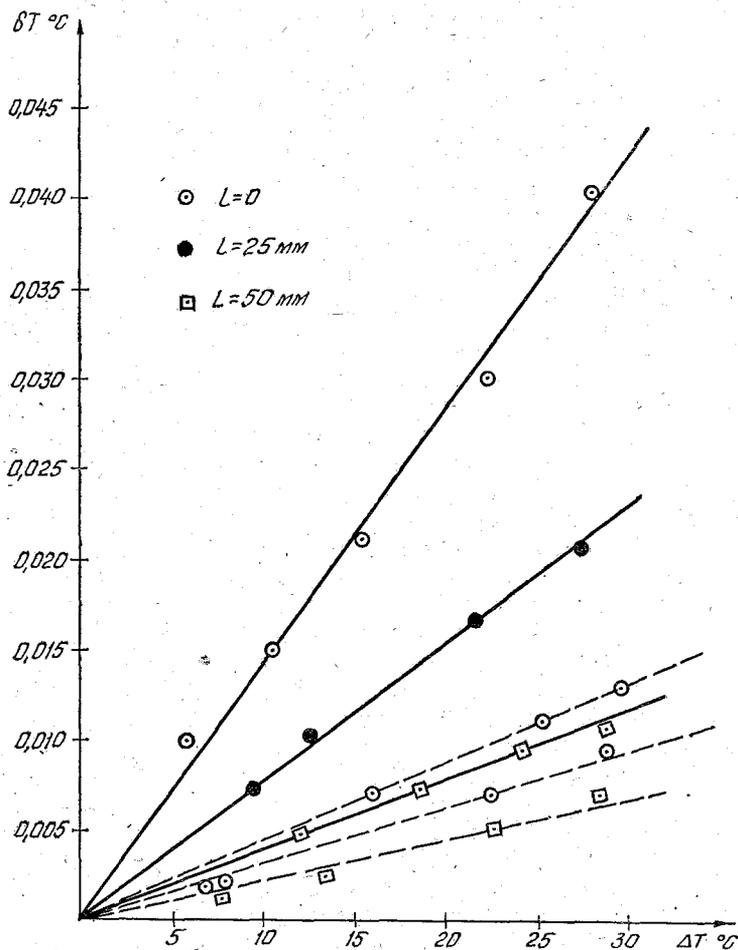


Рис. 2.4. Зависимости погрешности первичного измерительного преобразователя от разности температур исследуемой среды и присоединенной тепловой массы.

зависящая от конструкции чувствительного элемента; S — поверхность охлаждения; d — диаметр проволоки чувствительного элемента; ρ — удельное сопротивление материала; l — длина элемента.

Нормируя значение ΔR_p , из выражения (2.12) определяют значение нормируемого измерительного тока через чувствительный элемент. Таким образом, эта погрешность пропорциональна квадрату измерительного тока и сопротивлению термометра.

Применение выражения (2.12) в практических расчетах затруднено, поскольку точное определение коэффициента теплоотдачи, зависящего от конструктивных параметров первичных измерительных преобразователей температуры, от характера его обтекания, для каждого конкретного преобразователя почти невозможно. Погрешность от разогрева определяют экспериментально по изменению показаний при постоянной температуре и увеличению измерительного тока. Если при изменении тока в n раз показание меняется на ΔR , то погрешность ΔR_p будет равна $\Delta R_p = \Delta R / (n^2 - 1)$ [46].

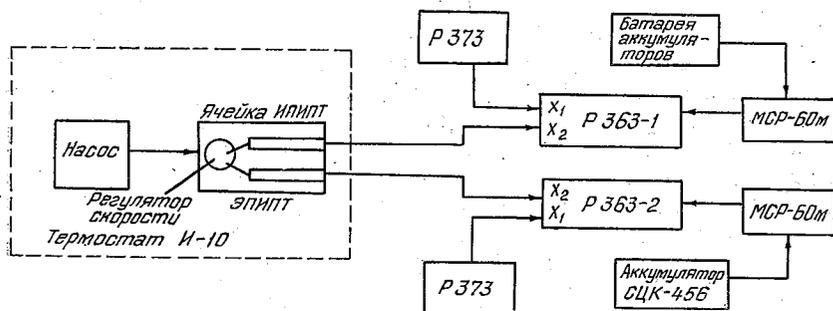


Рис. 2.5. Установка для определения зависимости погрешности термометра сопротивления от нагрева измерительным током при разной скорости потока воды, омывающей чувствительный элемент.

При проектировании океанографических измерительных систем желательно не только иметь представление о погрешности измерения вследствие разогрева для выбранного первичного измерительного преобразователя, но и знать зависимость этой погрешности от скорости обтекания первичного измерительного преобразователя температуры средой. Эта зависимость имеет особое значение для малоинерционных преобразователей температуры, у которых при наличии нагрева может возникнуть погрешность за счет пульсаций скорости потока [84].

Для термометра сопротивления определены зависимости погрешности его показаний от нагрева измерительным током при различной скорости потока воды, омывающей чувствительный элемент. Измерения производились на специальной установке (рис. 2.5), состоящей из измерительной ячейки, помещенной в термостат. Скорость потока устанавливается равной в обоих каналах ячейки и может изменяться с помощью калиброванных вставок. Для регистрации изменения сопротивлений каждого из термометров сопротивления используются потенциометры типа P363-1.

Установка работает следующим образом. Два идентичных термометра сопротивления закрепляются в каналах измерительной ячейки. Один из них является эталонным, относительно него производятся измерения ΔR_p вторым. Через эталонный первичный измерительный преобразователь температуры пропускается

измерительный ток, вызывающий пренебрежимо малый его нагрев. Задавая на втором термометре сопротивления различные значения тока, изменяя скорость обтекания преобразователя, получим зависимость погрешности от нагрева измерительным током при различных скоростях обтекания первичного измерительного преобразователя током воды.

Применение сравнительных измерений в сочетании с синхронностью замеров значений сопротивления обоих преобразователей позволяет повысить достоверность результатов за счет исключения влияния температурного дрейфа термостата.

Зависимость погрешности измерения δT от измерительного тока при различных скоростях потока воды приведена на рис. 2.6. Там же показана зависимость погрешности от скорости при различных значениях измерительного тока. Эти данные могут оказаться полезными при выборе допустимого значения измерительного тока в зависимости от заданной погрешности, а также для оценки предполагаемой погрешности измерений от пульсаций скорости потока или неравномерности движения прибора в исследуемой среде.

Принципы конструктивного построения термопреобразователей, разработанных на базе унифицированных элементов и являющихся единицами параметрического ряда первичных измерительных преобразователей температуры, и их внешний вид даны на рис. 2.7. Все они снабжены унифицированными электрическими разъемами, присоединительными узлами и другими элементами защитной арматуры. Опишем их назначение и пространственно-временные характеристики.

Первичный измерительный преобразователь температуры (рис. 2.7 а) — кварцевый термометр, предназначенный для измерения средних значений и длиннопериодных флюктуаций температуры при проведении долговременных автономных исследований, градуировки рабочих средств измерений. Передаточная функция $W(S) = 1 / [(1 + 9,0S)(1 + 8,0S)]$. Характерный линейный размер $l = 25 \cdot 10^{-3}$ м.

Первичный измерительный преобразователь температуры (рис. 2.7 б) — медный термометр сопротивления ($R_0 = 100$ Ом). Предназначен для измерения средних значений и длиннопериодных флюктуаций температуры при проведении долговременных автономных исследований, измерения пульсаций температуры в заданном частотном диапазоне [в комплекте с первичным измерительным преобразователем температуры (рис. 2.7 в), включенным таким образом, что их сигналы вычитаются] при проведении долговременных автономных исследований. Передаточная функция $W(S) = 1 / [(1 + 579S)(1 + 526S)]$. Характерный линейный размер $l = 150 \cdot 10^{-3}$ м.

Первичный измерительный преобразователь температуры (рис. 2.7 в) — медный термометр сопротивления ($R_0 = 100$ Ом). Предназначен для измерения средних значений и длиннопериодных флюктуаций температуры при проведении долговременных автономных исследований, измерения пульсаций температуры в за-

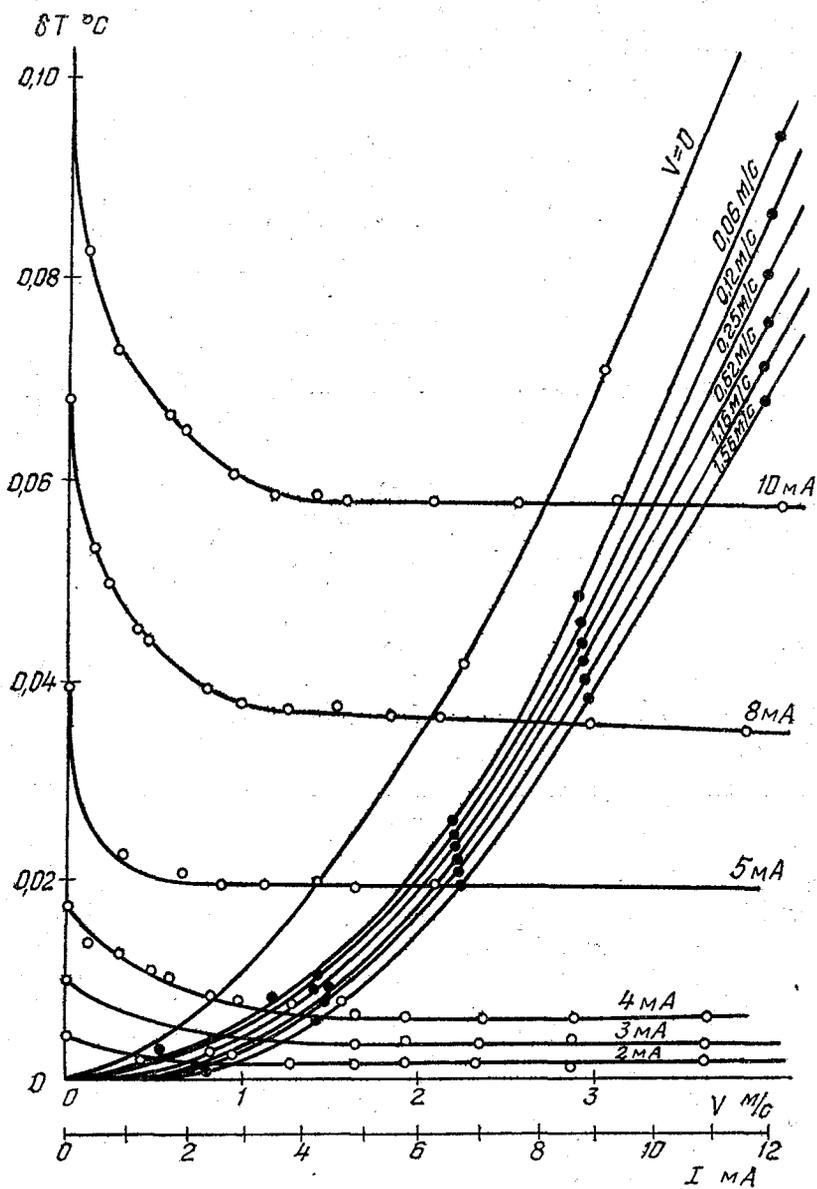


Рис. 2.6. Зависимость погрешности измерения ΔT от измерительного тока при различных скоростях потока воды.

данном частотном диапазоне [в комплекте с первичным измерительным преобразователем температуры (рис. 2.7б)] при проведении долговременных исследований, измерения температуры в составе буксируемых комплексов. Передаточная функция $W(S) = 1/[(1 + 4,65S)(1 + 2,33S)]$. Характерный линейный размер $l = 70 \cdot 10^{-3}$ м.

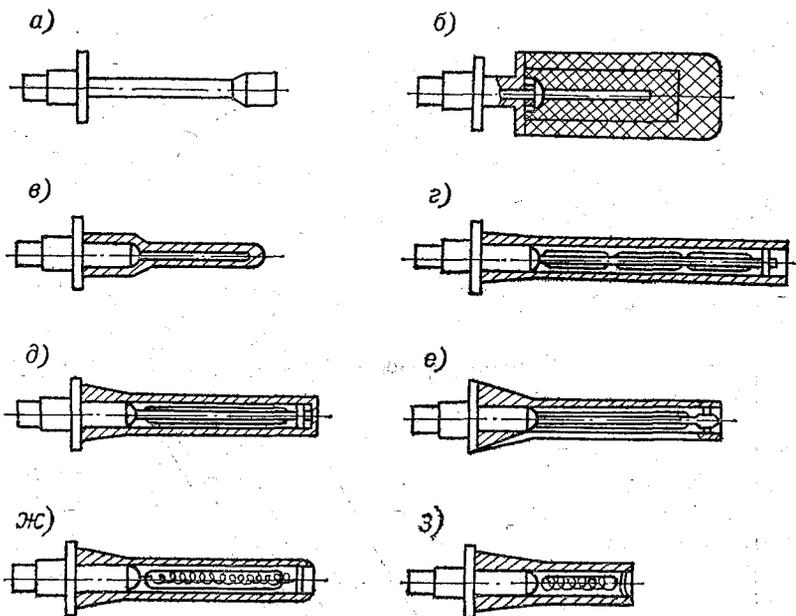


Рис. 2.7. Конструкция первичных измерительных преобразователей температуры.

Первичный измерительный преобразователь температуры (рис. 2.7г)— медный термометр сопротивления ($R_0 = 100$ Ом). Предназначен для измерения средних значений и флюктуаций температуры при проведении долговременных автономных исследований, измерения градиентов температуры. Измерения выполняются в комплекте с аналогичным первичным преобразователем температуры, имеющим базу $300 \cdot 10^{-3}$ с и при осреднении по толщине слоя $150 \cdot 10^{-3}$ м. Передаточная функция $W(S) = 1/(1 + 1,3S)$. Характерный линейный размер $l = 150 \cdot 10^{-3}$ м.

Первичный измерительный преобразователь температуры (рис. 2.7д)— медный термометр сопротивления ($R_0 = 100$ Ом). Предназначен для измерения средних значений и флюктуаций температуры при вертикальном зондировании, измерения температуры в составе буксируемых комплексов при скоростях буксировки до 25 м/с и углах атаки, не превышающих 30° . Передаточная функция $W(S) = 1/(1 + 0,143S)$. Характерный линейный размер $l =$

$= 10^{-3}$ м при нормальном расположении оси первичного измерительного преобразователя температуры к направлению обтекания, $l = 70 \cdot 10^{-3}$ м при совпадении оси первичного измерительного преобразователя температуры с направлением обтекания.

Первичный измерительный преобразователь температуры (рис. 2.7 е) — медный термометр сопротивления ($R_0 = 100$ Ом). Предназначен для измерения температуры в составе измерительных комплексов при скоростях обтекания свыше 25 м/с. Передаточная функция совпадает с передаточной функцией первичного измерительного преобразователя температуры рис. 2.7 д. Характерный линейный размер $l = 70 \cdot 10^{-3}$ м.

Первичный измерительный преобразователь температуры (рис. 2.7 ж) — медный термометр сопротивления ($R_0 = 100$ Ом). Предназначен для измерения средних значений короткопериодных флюктуаций температуры в составе зондирующих комплексов. Передаточная функция $W(S) = 1/(1 + 0,022S)$. Характерный линейный размер $l = 5 \cdot 10^{-3}$ м при нормальном расположении оси первичного измерительного преобразователя к направлению обтекания, $l = 70 \cdot 10^{-3}$ м при совпадении оси первичного измерительного преобразователя температуры с направлением обтекания.

Первичный измерительный преобразователь температуры (рис. 2.7 з) — медный термометр сопротивления ($R_0 = 100$ Ом). Назначение и передаточная функция аналогичны предыдущему преобразователю. Отличие от первичного измерительного преобразователя температуры рис. 2.7 ж заключается в уменьшении в два раза характерного линейного размера для случая, когда ось первичного измерительного преобразователя температуры совпадает с направлением обтекания.

Рассмотрим более подробно конструктивные особенности и технические характеристики первичных измерительных преобразователей температуры.

Конструктивное исполнение и технические характеристики базового первичного измерительного преобразователя температуры. Основной частью первичного измерительного преобразователя температуры (рис. 2.7 д, 2.8 а) является термометр сопротивления (рис. 2.8 б). Он состоит из чувствительного элемента и защитной арматуры с присоединительным узлом. Чувствительный элемент представляет собой обмотку, изготовленную из провода типа ПЭВ-2 методом бескаркасной петлевой намотки бифилярно. Сопротивление чувствительного элемента при 0°C (R_0) составляет 100 Ом. Выводы чувствительного элемента распаяны на колодке, совмещающей функцию узла подгонки R_0 в номинал. Они выполнены таким образом, что позволяют осуществлять включение термометра сопротивления в измерительное устройство по трех- или четырехпроводной схеме для компенсации сопротивления подводящих проводов.

Чувствительный элемент помещен в защитную арматуру, представляющую собой прочный корпус, выполненный из медной трубки диаметром 0,9 мм. Выбор меди в качестве материала кор-

пуca обусловлен ее хорошими теплофизическими свойствами, прочностью и высокой технологичностью, что позволяет применять при изготовлении термометра сопротивления такие технологические процессы, как пайки низкотемпературными припоями, гибка, волочение. Доведение наружного диаметра корпуса до необходимых размеров производится путем протяжки заготовки через фильеру. При этом одновременно повышается механическая прочность кор-

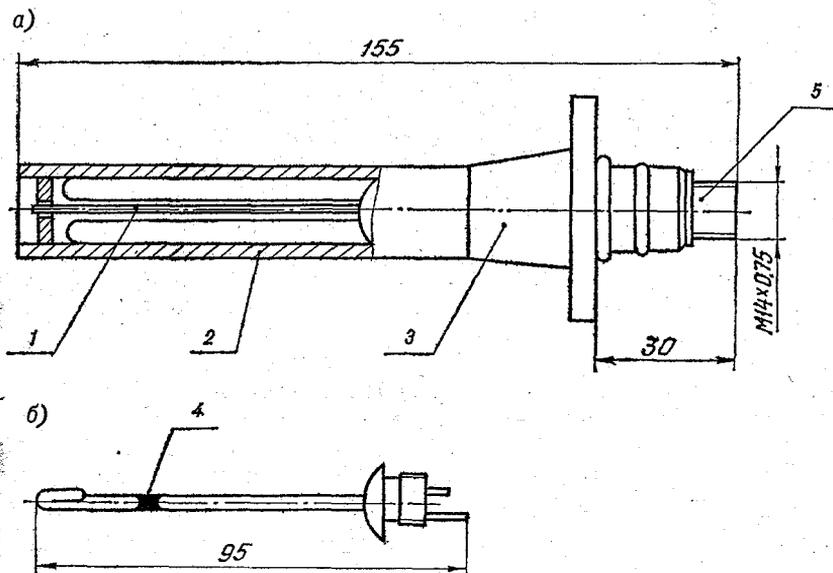


Рис. 2.8. Конструкция базового первичного измерительного преобразователя температуры.

пуca. Защитный корпус закрепляется на присоединительном узле, который предназначен также для размещения соединительной колодки, и герметизации термометра сопротивления. Для защиты от коррозии защитная арматура покрыта оловянно-свинцовым покрытием, рекомендованным для работы в морской воде. С целью улучшения теплообмена чувствительного элемента с исследуемой средой пространство между чувствительным элементом и внутренней поверхностью прочного корпуса заполнено смесью порошкообразной окиси магния и полиметилсилаксановой жидкости. Во избежание возникновения тензоэффекта в чувствительном элементе при заполнении корпуса пастой в области присоединительного узла оставляется небольшой воздушный пузырек для компенсации упругой деформации корпуса при воздействии внешнего гидростатического давления.

Установка термометра сопротивления на прочном корпусе прибора осуществляется через переходник, снабженный двумя узлами герметизации и электрическим разъемом. Конфигурация и геомет-

рические размеры переходника выбраны таким образом, чтобы свести к минимуму влияние кондуктивного теплообмена чувствительного элемента и корпуса прибора на погрешность показаний первичного измерительного преобразователя температуры.

Для защиты термометра сопротивления от механических повреждений на переходнике устанавливается защитное ограждение, которое служит также для фиксации конца защитного корпуса термометра сопротивления, что предохраняет его от повреждений в условиях вибрации.

Таким образом, конструкция первичного измерительного преобразователя температуры состоит из термометра сопротивления, переходника и защитного ограждения. Последние, являясь элементами защитной арматуры, могут отличаться в зависимости от задачи исследования и метода измерения. Преобразователь выполнен в виде конструктивно законченного узла, крепящегося к герметичному корпусу измерителя снаружи без его разборки, что обеспечивает, кроме удобства установки первичного измерительного преобразователя температуры, и удобство метрологической аттестации как в отдельности, так и в составе измерительного комплекса. Он предназначен для измерения температуры морской воды в составе гидрофизических зондирующих комплексов и имеет следующие основные технические характеристики:

Диапазон измерения, °С	—5... +40
Номинальное значение сопротивления первичных измерительных преобразователей температуры, Ом	100
Допускаемые отклонения действительного значения сопротивления первичных измерительных преобразователей от номинального значения, Ом	±0,05
Статическая характеристика преобразователя	$R_t = R_0(1 + \alpha t)$ <p>(R_0 — действительное значение сопротивления первичного измерительного преобразователя температуры при 0 °С, α — температурный коэффициент сопротивления)</p>
Показатель тепловой инерции в спокойной воде, с	не более 0,4
Рабочая область значений гидростатического давления, МПа	0—65
Электрическое сопротивление изоляции между выходными контактами первичного измерительного преобразователя температуры и защитной арматурой при температуре 20 ± 2 °С, влажности 65 ± 15 % и давлении 100 ± 4 кПа, МОм	не менее 5

Первичный измерительный преобразователь температуры с заданными динамическими характеристиками. Базовая конструкция первичного измерительного преобразователя температуры может

быть использована для построения целого ряда первичных измерительных преобразователей температуры с заданными динамическими характеристиками. Рассмотрим методику упрощенного расчета таких преобразователей. Пусть необходимо спроектировать преобразователь, динамические характеристики которого соответствуют аperiodическому звену второго порядка и отношение частот среза удовлетворяет условию

$$\omega_B/\omega_H \leq 2, \quad (2.13)$$

где ω_B и ω_H — соответственно верхняя и нижняя частоты среза амплитудно-частотной характеристики первичного измерительного преобразователя температуры. Для измерений в диапазоне ω_{1B} — ω_{2B} достаточно сконструировать два первичных измерительных преобразователя температуры, реализующих аperiodические звенья второго порядка, амплитудно-частотные характеристики которых удовлетворяют условию (2.13), а ω_{1B} , ω_{2B} — соответственно верхние частоты среза амплитудно-частотных характеристик первого и второго первичных измерительных преобразователей температуры (рис. 2.7 б, в). За основу для расчета первичных измерительных преобразователей температуры была выбрана двухъемкостная модель осесимметричного термоприемника [83], в качестве чувствительного элемента — базовая конструкция медного термометра сопротивления.

В соответствии с принятой в [83] методикой расчета чувствительный элемент и экран образуют заключенный в оболочку эквивалентный стержень, среднее по сечению значение температуры которого совпадает с истинной температурой чувствительного элемента. Таким образом, задача расчета заключается в выборе материала и в определении размеров экрана и оболочки в соответствии с заданными частотами среза. Из-за сложности математического описания и неопределенности значений коэффициентов теплопередачи для расчета динамических характеристик используют упрощенные модели, которые уточняются по результатам эксперимента. Для данного расчета применяется методика [83] для конструкций, приведенных на рис. 2.7 б, в, при следующих допущениях: на чувствительный элемент термоприемника воздействует одномерное (радиальное) поле температуры (так как длина чувствительного элемента значительно больше его диаметра); распределение температуры вдоль оси симметрии термоприемника равномерное (отводом тепла вдоль термоприемника пренебрегаем); отсутствуют внутренние источники тепла (мал измерительный ток термометра сопротивления); коэффициент теплообмена между оболочкой и окружающей средой мало зависит от обтекания термоприемника (малые скорости движения).

Дифференциальные уравнения распределения температуры в предположении постоянства всех теплофизических параметров и коэффициентов теплообмена и при условии соблюдения вышеприведенных допущений имеют следующий вид (параметры, соответ-

ствующие эквивалентному стержню, имеют индекс «э», оболочке — индекс «об»):

$$du_{\text{э}}(\tau)/d\tau + m_{\text{э}}u_{\text{э}}(\tau) = m_{\text{э}}u_{\text{об}}(\tau); \quad (2.14)$$

$$du_{\text{об}}(\tau)/d\tau + (\beta m_{\text{э}} + m_{\text{об}})u_{\text{об}}(\tau) = m_{\text{об}}t(\tau) + \beta m_{\text{э}}u_{\text{э}}(\tau), \quad (2.15)$$

где

$$m_{\text{э}} = k_{\text{э}}p_{\text{э}}/(c_{\text{э}}\gamma_{\text{э}}s_{\text{э}}); \quad (2.16)$$

$$m_{\text{об}} = k_{\text{об}}p_{\text{об}}/(c_{\text{об}}\gamma_{\text{об}}s_{\text{об}}); \quad (2.17)$$

$$\beta = c_{\text{э}}\gamma_{\text{э}}s_{\text{э}}/(c_{\text{об}}\gamma_{\text{об}}s_{\text{об}}). \quad (2.18)$$

Здесь k — коэффициент теплоотдачи; c — теплоемкость; γ — плотность; s — площадь поперечного сечения; p — параметр; $u(\tau)$ — распределение температуры по сечению; $t(\tau)$ — температура окружающей среды.

При начальном условии $u_{\text{э}}(\tau)|_{\tau=0} = u_{\text{об}}(\tau)|_{\tau=0} = 0$ переходная функция эквивалентного стержня

$$\theta_{\text{э}}(\tau) = 1 - A_1 e^{-m_1 \tau} + A_2 e^{-m_2 \tau},$$

где

$$A_1 = m_2/(m_2 - m_1); \quad A_2 = m_1/(m_2 - m_1);$$

$$m_1, m_2 = \frac{1}{2} \{ m_{\text{э}}(1 - \beta) + m_{\text{об}} \pm \sqrt{[m_{\text{э}}(1 + \beta) + m_{\text{об}}]^2 - 4m_{\text{э}}m_{\text{об}}} \}. \quad (2.19)$$

Для получения минимальных искажений в заданном частотном диапазоне отношение частот среза m_2/m_1 должно стремиться к единице. Поэтому для удобства расчета приравняем подкоренное выражение формулы (2.19) к нулю:

$$[m_{\text{э}}(1 + \beta) + m_{\text{об}}]^2 - 4m_{\text{э}}m_{\text{об}} = 0.$$

Отсюда при $\beta \ll 1$ получим

$$(m_{\text{э}} - m_{\text{об}})^2 = 0; \quad m_{\text{э}} = m_{\text{об}}.$$

Таким образом, для упрощения расчета

$$m_{\text{э}} \approx m_{\text{об}} \approx m_{1,2}; \quad (2.20)$$

$$\beta \ll 1. \quad (2.21)$$

Подставляя (2.16) — (2.28) в (2.20), (2.21), получим соотношения, которыми необходимо руководствоваться при выборе материалов и геометрии первичных измерительных преобразователей температуры:

$$\frac{k_{\text{э}}}{c_{\text{э}}\gamma_{\text{э}}} \frac{1}{r_{\text{э}}} \approx \frac{k_{\text{об}}}{c_{\text{об}}\gamma_{\text{об}}} \frac{r_{\text{об}}}{r_{\text{об}}^2 - r_{\text{э}}^2} \approx m_{1,2}; \quad (2.22)$$

$$\frac{c_{\text{э}}\gamma_{\text{э}}}{c_{\text{об}}\gamma_{\text{об}}} \frac{r_{\text{э}}^2}{r_{\text{об}}^2 - r_{\text{э}}^2} \ll 1. \quad (2.23)$$

Кроме того, при выборе размеров (радиусов) оболочки $r_{\text{об}}$ и экви-

валентного стержня r_0 следует учитывать, что оболочка должна выполнять роль прочного корпуса, так как попадание воды внутрь термоприемника меняет его динамические характеристики.

Пусть для первого из первичных измерительных преобразователей температуры задана верхняя частота среза $\omega_{1B} = 0,00175$ рад/с, а для второго измерительного преобразователя температуры — $\omega_{2B} = 0,48$ рад/с. Для первого измерительного преобразователя температуры в соответствии с требованиями к прочности оболочки в качестве материала для нее выбирается органическое стекло, в качестве материала экрана — пенопласт. Зная значения теплофизических характеристик органического стекла, пенопласта, а также $\omega_{1B} = m_{1,2}$, определим размеры экрана и оболочки (рис. 2.7 б). Экспериментально полученные значения частот среза для первого измерительного преобразователя температуры $\omega_{1B} = 0,0019$ рад/с, $\omega_{1B}/\omega_{1H} = 1,1$. Аналогично для второго измерительного преобразователя температуры в качестве материала оболочки выбирается медь, в качестве материала экрана — теплопроводная паста на основе MgO; были определены размеры экрана и оболочки (рис. 2.7 в), а также экспериментальные значения частот среза $\omega_{2B} = 0,43$ рад/с, $\omega_{1B}/\omega_{1H} = 2$, которые имеют достаточно хорошую сходимость с заданными, хотя при необходимости экспериментальным путем можно добиться и лучшего совпадения.

Таким образом, используя приведенный упрощенный расчет, корректируя при необходимости размеры экрана и оболочки, используя элементы унифицированного ряда, можно получить термоприемник с заданными динамическими характеристиками.

Элементами унифицированного ряда первичных измерительных преобразователей температуры являются (рис. 2.7 б, в) базовая конструкция термометра сопротивления в качестве чувствительного элемента и уплотнительные узлы.

Из вышеизложенного примера следует, что, используя элементы унифицированного ряда совместно с небольшим количеством дополнительных элементов, можно сконструировать первичный измерительный преобразователь температуры, позволяющий решать физические задачи в различных диапазонах пространственно-временной изменчивости.

Первичные измерительные преобразователи температуры для работы в условиях гидродинамических нагрузок. Первичные преобразователи измерительных систем, установленных на буксируемых комплексах или автономных самоходных подводных аппаратах, испытывают при эксплуатации значительные гидродинамические воздействия. Термометр сопротивления базовой конструкции позволяет применять его для данных условий работы, что подтвердили результаты соответствующих испытаний. Исследовались характер обтекания первичного измерительного преобразователя температуры и прочностные качества термометра сопротивления на специально созданных гидродинамических стендах в диапазоне скоростей потока 7—40 м/с при углах атаки 0—30°. При макси-

мальных скорости и угле атаки первичный измерительный преобразователь температуры выдерживался в потоке 10 мин. Одновременно проводились кавитационные испытания и фотографирование первичного измерительного преобразователя температуры на характерных режимах. После проведения цикла испытаний первичные измерительные преобразователи температуры обследовались на выявление механических разрушений и деформаций. В процессе испытаний установлено, что конструкции термометра сопротивления и защитной арматуры имеют достаточный запас прочности. При углах атаки φ до 15° и скорости потока до 40 м/с не отмечена даже деформация термометра сопротивления. Однако при $\varphi = 30^\circ$ и скорости порядка 25 м/с начинается деформация прочного корпуса термометра сопротивления, не приводящая тем не менее к выходу его из строя.

Гидродинамические испытания первичного измерительного преобразователя температуры выявили ряд недостатков конструкции защитной арматуры, связанных с наличием острых кромок и неплохо обтекаемых деталей. Полученные рекомендации были учтены в последующих вариантах первичного измерительного преобразователя температуры. Основное требование к конструкции сводится к следующему положению: все переходы с одной поверхности на другую должны осуществляться плавно, шаровые поверхности по возможности заменяться эллиптическими. Поскольку в данном случае имеет место продольное обтекание термометра сопротивления, следует иметь в виду, что неверно выбранные наружные обводы присоединительного узла и сочленение его с переходником не только способствуют возникновению ранней кавитации (что подтверждено наблюдениями при испытаниях), но и формируют зону подпора, т. е. зону снижения скорости потока вдоль термометра сопротивления. Цилиндрические стойки передней опоры также могут быть не только возбудителями кавитации, но и вызвать вибрацию термометра сопротивления из-за срывов потока на них. То же относится ко всем элементам конструкции защитной арматуры. Так, перемычки прямоугольного сечения окон защитного ограждения, способствуя срывам потока на ребрах и возникновению ранней кавитации, одновременно усиливают эффект подпора. Чистота обработки поверхностей также влияет на гидродинамические качества конструкции. Особенно опасны как возбудители шумов и ранней кавитации отдельные выступы. Нижний предел чистоты обработки для таких условий работы конструкции — по пятому классу.

Конструкция, приведенная на рис. 2.7 е, в значительной мере отвечает вышеприведенным требованиям и может быть использована для работы в режиме продольного обтекания со скоростями до 40 м/с при углах атаки до 15° . При работе на больших скоростях и при больших углах атаки необходима доработка защитного ограждения и переходника в соответствии с рекомендациями. При этом используют термометр сопротивления и присоединительный узел базовой конструкции.

Малоинерционный первичный измерительный преобразователь температуры. Базовый термометр сопротивления по своим динамическим характеристикам обеспечивает исследования мелко- и мезомасштабных процессов, использование различного рода тепловых экранов позволяет применять эту конструкцию для исследований в более низкочастотной области. Таким образом, можно охватить спектр температурных явлений в океане, начиная от низкочастотной части мелкомасштабных процессов и далее практически всю область мезомасштабной и синоптической изменчивости. Однако базовый термометр сопротивления не может быть применен для решения задач исследования тонкой структуры, турбулентности и короткопериодных внутренних волн.

Выше были определены некоторые меры, позволяющие снизить инерционность термометра сопротивления. В конструкции малоинерционного термометра сопротивления (рис. 2.7 ж, е) разработки пошли по пути дальнейшего увеличения отношения площади поверхности к объему. Применение более тонкого провода (диаметром 0,02 мм) в сочетании с увеличением длины намотки позволило существенно снизить диаметр прочного корпуса термометра сопротивления при увеличении его длины. Отношение s/v увеличилось при этом более чем в два раза. Для придания компактности прочный корпус свит в спираль. Варьируя шаг навивки, можно менять объем пространственного осреднения первичных измерительных преобразователей температуры. Присоединительный узел термометра сопротивления заимствован из базовой конструкции. Используются также унифицированный переходник и защитное ограждение. Чувствительный элемент с унифицированным электрическим разъемом реализуется на основе малоинерционного первичного измерительного преобразователя температуры в каналах с другими унифицированными преобразователями. Постоянная времени малоинерционного термометра сопротивления не превышает 0,03 с. Исполнение корпуса в виде спирали позволило добиться практической равнозначности зависимости инерционности от скорости потока воды как в поперечном, так и в продольном направлении. Остальные технические характеристики совпадают с соответствующими характеристиками базового термометра сопротивления.

Лабораторные и морские испытания малоинерционного первичного измерительного преобразователя температуры показали его хорошие эксплуатационные параметры, выявили высокую стабильность метрологических характеристик после воздействия давления, вибраций, предельных температур. Технологичность этого термопреобразователя несколько хуже, чем базового термометра сопротивления, тем не менее к настоящему времени отработана технология малоинерционных первичных измерительных преобразователей температуры.

Разработанный параметрический ряд первичных измерительных преобразователей температуры позволяет обеспечить ее измерение при экспериментальных исследованиях микроструктуры, тур-

булентности, короткопериодных внутренних волн, внутренних волн приливных и инерционных периодов, синоптической и сезонной изменчивости, а при решении методических вопросов проведения наблюдений — и более долговременных процессов.

2.2. Первичные измерительные преобразователи электрической проводимости

Измерения электрической проводимости морской воды широко применяются для косвенного определения солености и других параметров физических полей океана. Она является сложной функцией солености, температуры и давления и может изменяться в диапазоне от 1 до 6,5 См/м, что соответствует изменению солености в диапазоне от 2 до 42 ‰ и температуры в диапазоне от —2 до 35 °С. Рассмотрим современные требования к измерению электрической проводимости в соответствии с родом решаемых задач и характером исследуемых процессов. Так, для морских гидрологических прогнозов допустимая погрешность измерений в открытом океане $\pm (2-5) \cdot 10^{-4}$ См/м. При исследовании тонкой структуры необходимо регистрировать отклонения порядка $5 \cdot 10^{-5} - 2 \times 10^{-4}$ См/м, соответствующие размерам градиентных прослоек от нескольких сантиметров до нескольких метров. При измерениях мелкомасштабной турбулентности необходимо регистрировать отклонения порядка $10^{-5} - 10^{-4}$ См/м, соответствующие масштабам от нескольких миллиметров до нескольких сантиметров [63, 70].

В настоящее время в морской кондуктометрии нашли применение три вида первичных измерительных преобразователей электрической проводимости (ПИПЭ), отличающихся способом связи измеряемой величины с измерительными цепями: контактные и микроконтактные (гальваническая связь), емкостные (передача через емкостную связь) и трансформаторные. Сравнительные технические характеристики преобразователей приведены в табл. 2.2 [88].

Контактные преобразователи. Для измерения мелкомасштабных пульсаций электрической проводимости, возникающих в турбулентных потоках, широкое распространение получили микроконтактные преобразователи [88], выполненные, например, в виде стеклянного зонда обтекаемой формы с впаянным платиновым микроэлектродом. Диаметр микроэлектрода в зонде гальванического контакта с исследуемой жидкостью 20—500 мкм, что позволяет сконцентрировать 90 % измеряемой проводимости в весьма малом объеме вблизи микроэлектрода. Оценка пространственного разрешения или эффективного объема осреднения микрозонда производится следующим путем. Если электрод радиусом r_0 погружен в невозмущенный раствор с удельной электропроводимостью κ , то сопротивление R между контактирующей поверхностью микроэлектрода и сферической оболочкой радиусом r_1 будет

$$R = \frac{1}{4\pi\kappa} \left(\frac{1}{r_0} - \frac{1}{r_1} \right). \quad (2.24)$$

При $r_1 \rightarrow \infty$ получается

$$R_\infty = 1/(4\pi r_0 \kappa) = A_c/\kappa, \quad (2.25)$$

где $A_c = 1/(4\pi r_0)$ — кондуктивная постоянная микропреобразователя. Эффективный объем (объем осреднения) определяется как сфера, внутри которой сосредоточено сопротивление (0,90—0,95).

Сопротивление R_H объема жидкости, расположенной вне сферы радиусом mr_0 , определяется по формуле

$$R_H = 1/[4\pi \kappa m r_0 (1 - \beta^2/2)], \quad (2.26)$$

где β — угол при вершине конуса микроконтактного преобразователя. Для того чтобы сопротивление R_H , рассредоточенное вне объема осреднения, определяемого радиусом сферы mr_0 , составляло 5 % сопротивления, сосредоточенного внутри сферы, необходимо соблюдение следующего неравенства:

$$\frac{1}{4\pi \kappa m r_0 (1 - \beta^2/2)} < \frac{1}{20} \frac{1}{2\pi r_0 \kappa}, \quad (2.27)$$

при уточненном значении постоянной $A = 1/(2\pi r_0)$, так как микроэлектрод есть полусфера.

Для $R \simeq 0,95 R_\infty$ необходимо, чтобы

$$m(1 - \beta^2/2) \geq 10, \quad (2.28)$$

для случая $R \simeq 0,90 R_\infty$ —

$$m(1 - \beta^2/2) > 5. \quad (2.29)$$

Так как в применяемых преобразователях угол при вершине конуса составляет примерно 0,5 рад, то для $R = 0,90 \dots 0,95 m$ будет лежать в пределах от 6 до 11. Для оценки масштаба осреднения M_0 рекомендуется соотношение

$$M = 10r_0, \quad (2.30)$$

где $r_0 = 1/(2\pi A)$.

Верхнее значение частотного диапазона микропреобразователя находится по формуле

$$f = Rv/(2\pi), \quad (2.31)$$

где $R = 1/M_0$ — волновое число; v — средняя скорость набегающего потока.

Например, для микрозондов, имеющих $r_0 = 100$ мкм, теоретически верхняя граничная частота приблизительно равна 1000 Гц. Имея высокую пространственную разрешающую способность, указанные преобразователи обладают низкой точностью измерения переменной составляющей электрической проводимости (порядка 20 %), так как электрохимические процессы на границе раздела сфер у микроэлектродов проявляются в большей степени, чем у контактных преобразователей с развитой поверхностью электродов. К недостаткам микропреобразователей относится также зависимость их показаний от средней и пульсационной скорости набе-

гающего потока, объясняемая сносом диффузной части двойного электрического слоя в приэлектродном пространстве [88]. Кроме того, существенными недостатками микроконтактных преобразователей являются временная нестабильность кондуктивной постоянной и подверженность микроэлектрода загрязнению, когда наличие диэлектрических примесей (масло, нефтепродукты) в приэлектродном слое вызывает дрейф сопротивления в сторону увеличения, а следовательно, увеличение погрешности измерения. У капиллярно-контактных преобразователей два платиновых электрода с развитой поверхностью конструктивно выполнены так, что линии тока между ними замыкаются только через капиллярный ввод. Это позволяет сфокусировать не менее 90 % измеряемого сопротивления жидкости в очень малом объеме, определяемом отверстием капилляра, и обеспечить максимальную плотность тока в нем, а следовательно, высокую чувствительность преобразователя. При этом сопротивлением жидкости, расположенной между электродами вне капилляра, и поляризационными явлениями на границе раздела сред можно пренебречь [88]. Масштаб осреднения таких преобразователей определяется размерами капилляра.

Таким образом, используя первичные измерительные преобразователи электропроводности с развитой поверхностью электродов и с микроэлектродом можно значительно расширить частотный диапазон измерений пульсаций электрической проводимости.

Емкостные преобразователи. Этот способ измерения основан на зависимости диэлектрической проницаемости морской воды от ее электрической проводимости. Исследуемая вода находится между электрически изолированными обкладками конденсатора.

Емкостные преобразователи конструктивно выполнены в виде двух аксиально расположенных металлических электродов на диэлектрическом корпусе. Электроды защищены от агрессивного воздействия морской воды покрытием из сегнетокерамики. По принципу действия емкостные преобразователи отличаются от контактных тем, что у них электроды не имеют гальванического контакта с морской водой, а электрическая связь между электродами осуществляется через емкость защитного покрытия.

При достаточно высокой частоте питания измерительной цепи (до 10 МГц) и высокой диэлектрической проницаемости покрытия практически все падение напряжения сосредоточено между электродами и определяется электрической проводимостью исследуемой среды. Емкостные преобразователи предпочтительно использовать для исследования жидкостей с низкой проводимостью ($\kappa \leq 1$ См/м) [88]. Для них в такой же степени, как и для контактных преобразователей, характерны электрохимические процессы, возникающие на границе раздела сред диэлектрик—вода. Кроме того, емкостные преобразователи имеют нестабильную во времени градуировочную характеристику, обусловленную нестабильностью диэлектрической проницаемости сегнетокерамики и потерями на переход металл—покрытие—среда. В связи с этим из-

Сравнительные характеристики преобразователей

Технические характеристики	Преобразователи							
	контактные				бесконтактные			
	постоянного тока	переменного тока звуковой частоты	переменного тока высокой частоты	переменного тока звуковой частоты	переменного тока высокой частоты	емкостные	трансформаторные	мостовые
Диапазон измерений, См/м	0,1—7	0,1—7	1,6—7	1,6—7	1,6—7	0,01—2	0,1—7	0,1—7
Погрешность статических измерений, %	±(1—5)	±(0,5—2,5)	±(2,5—5)	—	—	±(2—5)	±(0,25—2)	±(0,002—1)
Статическая чувствительность, См/м	10^{-4} — 10^{-5}	10^{-4}	10^{-4} — 10^{-5}	10^{-4} — 10^{-5}	10^{-4} — 10^{-5}	10^{-3} — 10^{-4}	10^{-3} — 10^{-5}	10^{-4} — 10^{-6}
Диапазон динамических измерений, %	0,005—5	0,01—5	0,01—5	0,01—5	0,01—5	0,01—5	0,01—5	0,005—5
Погрешность динамических измерений, %	±20	±20	±20	±20	±15	±(20—30)	±(15—20)	±(10—20)
Динамическая чувствительность, См/м	10^{-3} — 10^{-4}	10^{-3}	10^{-3} — 10^{-4}	10^{-3} — 10^{-4}	10^{-3} — 10^{-4}	10^{-2} — 10^{-3}	10^{-2} — 10^{-3}	10^{-3} — 10^{-5}
Верхняя граничная частота, Гц	100	250	250	1000	1000	250	10	10
Масштаб осреднения	10	5	5	1	1	5	50—100	50—100

мерение среднего значения с погрешностью менее 2 % и переменной составляющей с погрешностью менее 20 % затруднено. Низкая точность измерений определила тот факт, что емкостные преобразователи не получили широкого применения, несмотря на достаточно высокие характеристики пространства осреднения. Масштаб пространственного осреднения составляет для них 5—10 мм.

Трансформаторные преобразователи. Развитие методов электрических измерений, в частности трансформаторного метода, применение его в морской кондуктометрии позволили резко уменьшить погрешность измерения средних значений, особенно при измерениях *in situ*. Принцип трансформаторного метода заключается в измерении ЭДС взаимоиנדукции, возникающей в обмотке одного из тороидальных трансформаторов, установленных коаксиально, в результате индуктивной связи между ними через жидкостный виток связи, образуемый морской водой с изменяющейся электрической проводимостью.

Группу преобразователей на основе трансформаторов можно разделить на два вида: трансформаторные и мосты трансформаторные (мостовые).

Погрешность преобразователей непосредственного измерения определяется в основном погрешностью регистрирующей аппаратуры и точностью определения кондуктивной постоянной и лежит в пределах от 0,25 до 2 %. Мостовые схемы позволяют измерять среднее значение электрической проводимости с высокой точностью порядка 0,002 % в лабораторных условиях и порядка 0,05—0,5 % при измерениях *in situ* [2]. Бесконтактные преобразователи, применяемые в морской кондуктометрии, практически безынерционны, но обладают большим масштабом осреднения (порядка 50—300 мм). При измерении средних значений, а также низкочастотных флюктуаций этот недостаток не является существенным. Стабильность градуировочной характеристики трансформаторного первичного измерительного преобразователя электропроводимости обеспечивается тем, что измерительная полость образована трубкой из материала, мало подверженного влиянию температуры, давления и скорости обтекания (например, кварцевого стекла). Таким образом, сумма достоинств трансформаторного первичного измерительного преобразователя электропроводимости, несмотря на его основной недостаток — сравнительно большой масштаб осреднения — и связанное с ним ограничение частотного диапазона, обуславливает его широкое применение для различного рода исследований [83].

Трансформаторный первичный измерительный преобразователь электропроводимости (рис. 2.9), включает в себя следующие основные узлы и детали: два тороидальных трансформатора 3, прочный корпус 4 с крышками 2, кварцевую трубку 5, оформляющую измерительную полость, элементы крепления трубки 6, изолирующее покрытие 4, хвостовик 7, элемент герметизации 8 и разъем 9.

Корпус с крышками служит для защиты трансформаторов от воздействия внешней среды и одновременно является электромагнитным экраном. Разрыв экрана (корпуса) осуществлен в районе крышек путем размещения между корпусом и крышками диэлек-

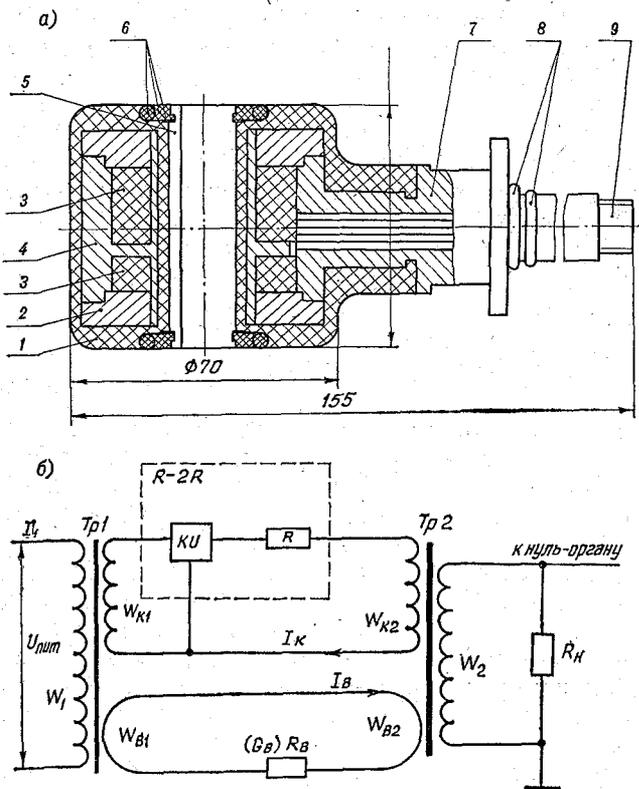


Рис. 2.9. Измеритель электропроводности.

трических прокладок. Для исключения влияния погружаемого устройства на точность измерений преобразователь вынесен на хвостовике, который с помощью фланца крепится к корпусу погружаемого устройства.

Электрическая схема первичного измерительного преобразователя электропроводности и способ его включения в измерительную цепь представлены на рис. 2.9 б. В качестве уравнивающего звена применен цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) на основе делителя $R-2R$. Принцип действия преобразователя состоит в следующем.

При погружении в жидкость образуется замкнутый виток воды между трансформаторами $Tr1$ и $Tr2$. При подключении питания

переменного тока в обмотке W_1 на «витке» воды наводится ЭДС и по витку протекает ток

$$I_B = \frac{U_{\text{пит}} W_{B1}}{W_1} \frac{G_B}{1 + j\omega G_B (LB_1 + LB_2)}. \quad (2.32)$$

Этот же ток охватывает сердечник второго трансформатора и тем самым наводит в выходной обмотке W_2 ЭДС. Одновременно в компенсационной обмотке W_{K1} наводится ЭДС и по замкнутому компенсационному контуру протекает ток компенсации

$$I_K = \frac{kU W_{K1}}{W_1 [R + j\omega (L_{K1} + L_{K2})]}. \quad (2.33)$$

Под действием тока компенсации I_K на вторичном трансформаторе создается встречный компенсирующий поток и на выходной обмотке наводится ЭДС компенсации, пропорциональная коэффициенту передачи k делителя $R - 2R$. В момент уравнивания встречные магнитные потоки равны друг другу и выходное напряжение на обмотке W_2 равно нулю. Для плеч такого трансформаторного моста будет выполняться следующее условие:

$$\frac{W_{B1}}{W_1} \frac{G_B W_{B2}}{1 + j\omega G_B (L_{B1} + L_{B2})} = \frac{kW_{K1} W_{K2}}{W_1 [R + j\omega (L_{K1} + L_{K2})]}. \quad (2.34)$$

Как видно из уравнения (2.34), данный способ включения первичного измерительного преобразователя электропроводимости позволяет производить измерения проводимости «витка» воды с высокой точностью, практически независимой от температурных изменений электрических параметров первичного измерительного преобразователя электропроводимости и колебаний питающего напряжения. Чувствительность первичного измерительного преобразователя электропроводимости при условии

$$R_B \gg \omega L_B$$

определяется выражением

$$\frac{\Delta E_{\text{вых}}}{\Delta \kappa_B} \approx \frac{\mu \mu_0 S_M}{L_M} \frac{W_2}{W_1} \omega U_{\text{пит}} K_{\Phi}, \quad (2.35)$$

где $K_{\Phi} = S/H$ — коэффициент формы измерительной полости первичного измерительного преобразователя электропроводимости, а диапазон измерений электрической проводимости

$$\kappa_{\text{макс}} - \kappa_{\text{мин}} = \frac{1}{K_{\Phi}} W_{K2} G_{\text{к макс}}. \quad (2.36)$$

Канал измерений κ , в состав которого входит первичный измерительный преобразователь электропроводимости гидрофизического комплекса, имеет следующие основные характеристики:

Диапазон измерений, См/м	$1,5 \pm 0,2 - 5,5 \pm 0,4$ $2,5 \pm 0,4 - 6,5 \pm 0,2$
Цена единицы младшего разряда, См/м	$2,5 \cdot 10^{-4} \pm 0,5 \cdot 10^{-4}$
Пределы допускаемого значения погрешности при доверительной вероятности 0,95, См/м	не более $\pm 0,0017$

Масштаб осреднения первичного измерительного преобразователя электропроводности. Произведем оценку масштаба осреднения первичного измерительного преобразователя электропроводности в соответствии с методикой, изложенной в работе [70]. В упрощенном виде первичный измерительный преобразователь электропроводности можно представить в виде тороидального сердечника с обмоткой, питаемой переменным током, и с геометрическими размерами $a = (R_0 + R_{\text{вн}})/2$, $B = R_0/a$ (рис. 2.10 а). При погружении такого трансформатора в воду образуется замкнутый «виток», распределенный в пространстве вокруг тора. На рис. 2.10 б показано распределение тока и потенциалов двойного электрического слоя в плоскости, проходящей через ось z . Это распределение показывает, что линии тока охватывают все пространство вокруг первичного измерительного преобразователя электропроводности. Для оценки распределения сопротивления среды вокруг первичного измерительного преобразователя электропроводности выделим часть пространства, ограниченную эквипотенциальными поверхностями $\varphi = \varphi_1$, в верхнем и нижнем полупространствах. Они получаются вращением вокруг оси z кривой $\varphi = \varphi_1$ для верхнего и симметричной ей для нижнего полупространства. Сопротивление воды в пространстве вне указанных выше поверхностей

$$\Delta R_{\text{вн}} = 2\varphi/I. \quad (2.37)$$

Полное сопротивление «витка» воды в пространстве вокруг первичного измерительного преобразователя электропроводности

$$R_{\text{вн}} = U/I, \quad (2.38)$$

где I — ток, протекающий через отверстие первичного измерительного преобразователя электропроводности, находящегося в бесконечной среде; U — напряжение питания.

Распределение потенциала в воде имеет вид

$$\varphi(r, z) = \frac{aU_{\text{д.с}}}{2} \int_0^{\infty} J_1(d\lambda) J_0(r\lambda) e^{-\lambda|z|} d\lambda, \quad (2.39)$$

где $J_1(\lambda)$, $J_0(\lambda)$ — функция Бесселя действительного аргумента; $U_{\text{д.с}}$ — напряжение двойного слоя.

Интеграл в выражении (2.39) точно вычисляется по оси z ($r = 0$):

$$\varphi(0, z) = \frac{U_{\text{д.с}}}{2} \left(1 - \frac{z}{\sqrt{z^2 + a^2}} \right). \quad (2.40)$$

Найдем отношение сопротивления части пространства, расположенного вне эквипотенциальных поверхностей $\varphi = \varphi_1$, к полному сопротивлению пространства вокруг первичного измерительного преобразователя электропроводности:

$$\Delta R_{\text{вн}}/R_{\text{вн}} = 2\varphi/U_{\text{д.с}} = 1 - z/\sqrt{z^2 + a^2} = 1 - \eta/\sqrt{1 + \eta^2}. \quad (2.41)$$

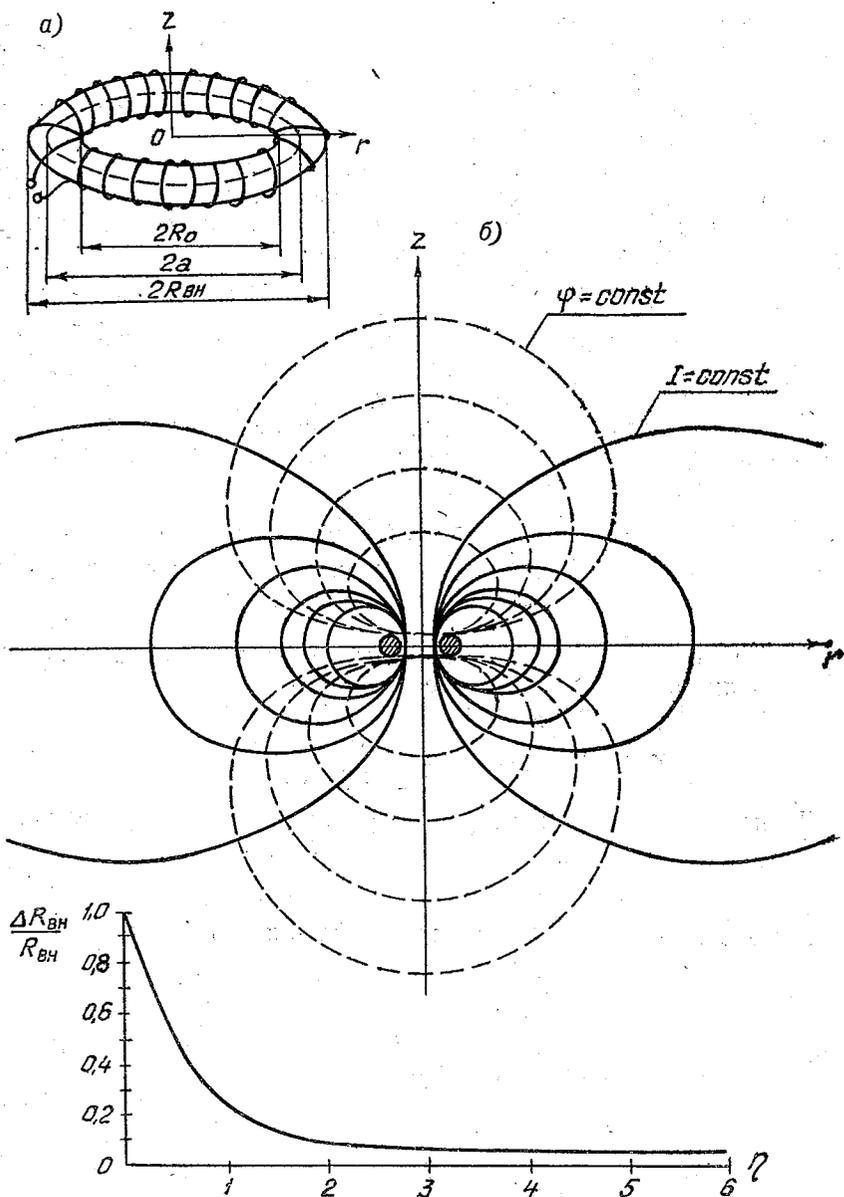


Рис. 2.10. Схематичное изображение первичного измерительного преобразователя (а) и распределения двойного электрического поля в плоскости z (б).

График зависимости $\Delta R_{\text{вн}}/R_{\text{вн}}$ от η представлен на рис. 2.10 в. Для первичного измерительного преобразователя электропроводимости кондуктометрического типа, имеющего геометрические размеры $R_0 = 0,0065$ м, $R_{\text{вн}} = 0,035$ м и $a = 0,0207$ м, можно найти радиус объема осреднения z , определяемый как $z = a\eta$ и равный 0,125 м при условии $\Delta R_{\text{вн}}/R_{\text{вн}} = 0,01$. При этом масштабе осреднения радиус составляет 0,25 м.

Влияние температуры. Произведем оценку влияния температуры на коэффициент формы первичного измерительного преобразователя электропроводимости. Зависимость длины H кварцевой трубки от воздействия температуры определяется выражением

$$H = H_0 (1 + \alpha_0 T), \quad (2.42)$$

где α_0 — температурный коэффициент линейного расширения кварца; T — температура окружающей среды; H_0 — начальное значение длины кварцевой трубки при $T = T_0$.

Изменение внутреннего радиуса кварцевой трубки от воздействия температуры за счет изменения толщины стенки кварцевой трубки составит

$$\Delta r = B_0 \alpha \Delta T / 2, \quad (2.43)$$

за счет изменения длины внутренней окружности сечения трубки

$$\Delta r = r_0 \alpha \Delta T,$$

где B_0 — начальное значение толщины стенки трубки; r_0 — начальное значение внутреннего радиуса трубки.

Тогда коэффициент формы

$$K_\Phi = \frac{\pi r^2}{H} = \frac{\pi (r_0 + r_0 \alpha \Delta T - B_0 \alpha \Delta T / 2)^2}{H_0 (1 + \alpha \Delta T)}. \quad (2.44)$$

Пренебрегая членами второго порядка малости, определим:

$$\Delta K_\Phi = K_\Phi - K_{\Phi 0} = \frac{\pi \alpha \Delta T (r_0 - B_0) r_0}{H_0 (1 + \alpha \Delta T)}. \quad (2.45)$$

Тогда относительное изменение коэффициента формы

$$\frac{\Delta K_\Phi}{K_{\Phi 0}} = \frac{\alpha \Delta T (r_0 - B_0)}{r_0 (1 + \alpha \Delta T)}. \quad (2.46)$$

При выбранных параметрах кварцевой трубки $r_0 = 6,6 \cdot 10^{-3}$ м, $B_0 = 1,5 \cdot 10^{-3}$ м, $\alpha = 6 \cdot 10^{-7}$ К⁻¹ и $\Delta T = 37$ К

$$\Delta K_\Phi / K_{\Phi 0} = 1,45 \cdot 10^{-5}. \quad (2.47)$$

Тогда максимальная погрешность от относительного изменения коэффициента формы за счет температуры составит $\kappa_{\text{макс}} \Delta K_\Phi / K_{\Phi 0} = 9,4 \cdot 10^{-5}$ См/м, что в 2,5 раза меньше цены единицы младшего разряда.

Таким образом, для этого случая первичный преобразователь электрической проводимости можно считать температурнонезависимым.

Рассмотрим влияние гидростатического давления на коэффициент формы измерительной полости первичного измерительного преобразователя электропроводимости [36].

От воздействия осевой составляющей давления происходит уменьшение длины трубки на

$$\Delta H_{oc} = H_0 \varepsilon = H_0 P / E, \quad (2.48)$$

где ε — относительная деформация; P — гидростатическое давление; E — модуль Юнга.

При этом также происходит уменьшение внутреннего радиуса на

$$\Delta r_{oc} = B_0 \mu \varepsilon / 2, \quad (2.49)$$

μ — коэффициент Пуассона.

От радиальной составляющей давления происходит увеличение внутреннего радиуса

$$\Delta r_p = r_0 (1 + \mu) \varepsilon. \quad (2.50)$$

Ввиду малости изменения длины трубки от радиальной составляющей давления ΔH_p по сравнению с ΔH_{oc} ее вкладом в изменение коэффициента формы кварцевой трубки можно пренебречь.

Таким образом, геометрические размеры кварцевой трубки определяются выражениями

$$H = H_0 (1 - \varepsilon); \quad (2.51)$$

$$r = r_0 [1 + (1 - \mu) \varepsilon] - B_0 \mu \varepsilon / 2. \quad (2.52)$$

Подставляя в выражение, характеризующее изменение коэффициента формы, значения $\varepsilon_{\max} = P_{\max} / E$, $E = 72\,300$ МПа, $\mu = 0,17$, получим

$$\Delta K_{\phi} / K_{\phi 0} = 6,4 \cdot 10^{-4}. \quad (2.53)$$

Тогда максимальная погрешность от относительного изменения коэффициента формы за счет гидростатического давления составит $\varepsilon_{\max} \Delta K_{\phi} / K_{\phi 0} = 4,3 \cdot 10^{-3}$ См/м, что превышает заданное значение погрешности. Таким образом, коэффициент формы преобразователя электропроводимости зависит от давления и должен учитываться при измерениях *in situ*.

Поправку на измеренное значение электрической проводимости, учитывающую изменение коэффициента формы первичного измерительного преобразователя электропроводимости, можно вводить из следующих соображений. Пусть при проводимости исследуемой среды G и номинальном значении коэффициента формы $K_{\phi 0}$ первичного измерительного преобразователя электропроводимости показания прибора

$$\kappa = G / K_{\phi 0}. \quad (2.54)$$

При этом ее значении проводимости, но изменившемся (например, вследствие воздействия на первичный измерительный преоб-

разователь электропроводимости гидростатического давления) коэффициенте формы K_{ϕ} прибор покажет

$$\kappa = G/K_{\phi p}. \quad (2.55)$$

Задавая значениями G , можно получить:

$$\kappa_p = \kappa K_{\phi}/K_{\phi p}. \quad (2.56)$$

После подстановки выражений (2.51), (2.52) в (2.55) и соответствующих сокращений получим:

$$\kappa_p = \kappa \frac{1}{1 + \varepsilon [1 - \mu (B_0/r_0 + 1)]} \quad (2.57)$$

или для конкретного типа первичного измерительного преобразователя электропроводимости с заданной геометрией и материалом трубки, оформляющей измерительную полость,

$$\kappa_p = \kappa \frac{1}{1 + 1,09 \cdot 10^{-11} p}. \quad (2.58)$$

Полученное значение поправки достаточно хорошо совпадает с данными, полученными в натуральных условиях. Так были проведены сравнения показаний канала измерений электрической проводимости гидрологического зондирующего комплекса с результатами лабораторной обработки проб воды, отобранных с различных горизонтов. Для 30 проб на горизонтах от 500 до 2000 м с синхронным измерением зондирующим комплексом в момент срабатывания батометра среднее квадратическое отклонение показаний, скорректированных мультипликативной поправкой вида (2.58), от результатов лабораторной обработки проб составило 0,012 См/м.

Влияние скорости обтекания. С целью исследования влияния характера обтекания и режима течения в измерительной полости первичного измерительного преобразователя электропроводимости были проведены соответствующие испытания на гидродинамических стендах. По результатам этих испытаний изготовлены модели первичных измерительных преобразователей электропроводимости (у первого на образующей поверхности 3 точки и у второго на измерительной полости 4 точки).

Испытания проводились на открытом рабочем участке (рис. 2.11) стенда, причем первичный измерительный преобразователь электропроводимости, закрепленный на кронштейне, устанавливался на оси потока при нулевом угле атаки. Скорость потока менялась в пределах от 5 до 16 м/с, причем на каждой скорости в установившемся режиме обтекания измерялось давление во всех точках дренажа и по стенке рабочего участка в соответствии со схемой, приведенной на рис. 2.12. Одновременно проводились кавитационные наблюдения и фотографирование.

Проводились измерения распределения давления на поверхности первичного измерительного преобразователя электропроводимости и в измерительной полости [76]. На всех режимах обтекание безотрывное, что подтверждается и кавитационными испытаниями.

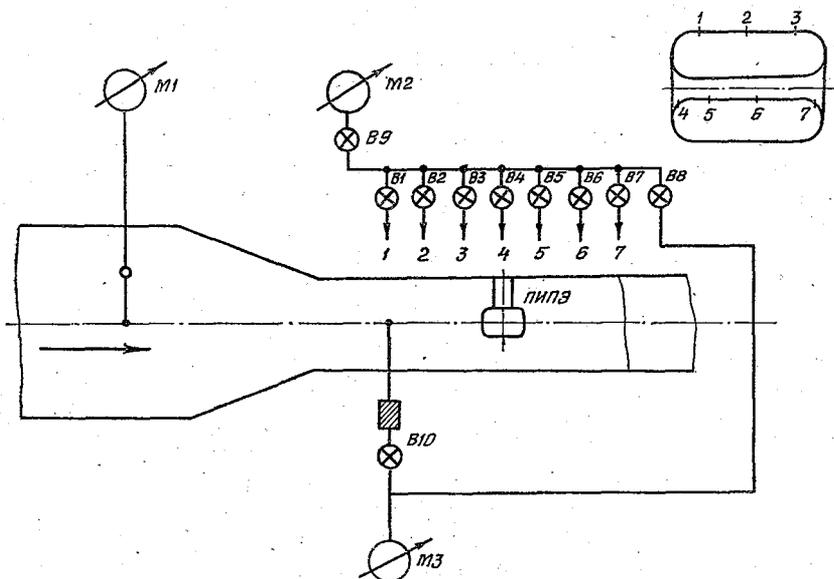


Рис. 2.11. Стенд для испытаний первичных измерительных преобразователей электрической проводимости в различных режимах скорости потока измеряемой жидкости.

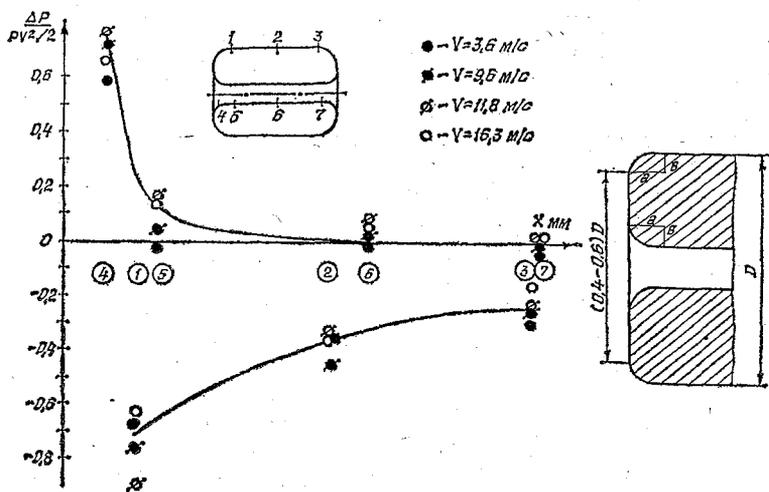


Рис. 2.12. Схема точек на поверхности датчика электропроводности, в которых измерялось давление.

Исследование обтекаемости модели первичного измерительного преобразователя электропроводимости показало возможность использования таких преобразователей для измерения при скоростях потока до 20 м/с [76]. Измерения скорости потока в измерительной полости показали, что в ней наблюдается незначительное отклонение от скорости основного потока.

Результаты испытаний показали, что для уменьшения перепада давлений на поверхности преобразователя и исключения срыва потока на его цилиндрической поверхности необходимо производить сопряжение наружной и внутренней цилиндрических поверхностей преобразователя с использованием плоских торцевых частей с формой эллиптических поверхностей. Выбор параметров частей эллипсов для указанных сопряжений рекомендуется производить следующим образом. Малая полуось эллипса сопряжения должна выбираться из условия $b = (0,4 \dots 0,6)D/2$. Большая полуось эллипса сопряжения $a = 2b$. Коэффициент $0,4D$ лучше использовать для расчета сопряжения наружного цилиндра, а коэффициент $0,6D$ — для расчета сопряжения измерительной полости. На рис. 2.12 б приведен такой пример геометрии торцов первичного измерительного преобразователя электропроводимости.

Капиллярно-трансформаторный первичный измерительный преобразователь электропроводимости. Для изучения высокочастотных флюктуаций электрической проводимости, характеризующих масштабы осреднения единицы миллиметров — сантиметры, создан ряд капиллярно-трансформаторных и капиллярно-контактных преобразователей, обобщенные технические характеристики которых приводятся ниже:

Диапазон измерения средних квадратических значений электрической проводимости, См/м	1—6
Масштаб осреднения, мм	1—10
Диапазон измерения средних квадратических значений пульсаций электрической проводимости, См/м	10^{-4} — 10^{-1}
Погрешность измерения средних значений, %	$\pm (0,5—1)$
Погрешность измерения средних квадратических значений пульсаций электрической проводимости, %	$\pm (5—10)$
Габаритные размеры преобразователей:	
диаметр, мм	50—60
длина, мм	100—200

Параметром, характеризующим первичный измерительный преобразователь, является диаметр капилляра, который изменяется заменой насадки. Конструкция капиллярно-трансформаторного преобразователя представлена на рис. 2.13. В этой конструкции предусмотрена возможность работы преобразователя при воздействии повышенного гидростатического давления (глубина погружения до 2000 м) при существенном уменьшении габаритных размеров. Конструкция создавалась с учетом возможности унифи-

кации элементов и узлов преобразователя с целью расширения диапазона применения.

Принцип действия капиллярно-трансформаторного преобразователя заключается в локализации чувствительной зоны в малом объеме жидкости — капилляре и его краевых зонах [88]. Это дости-

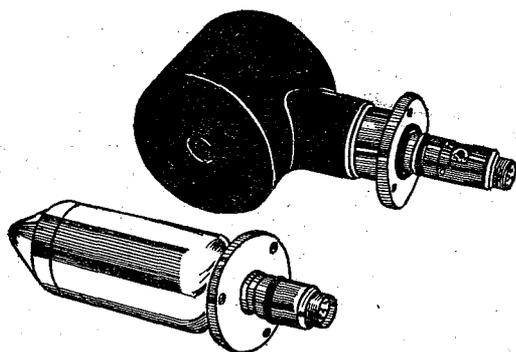
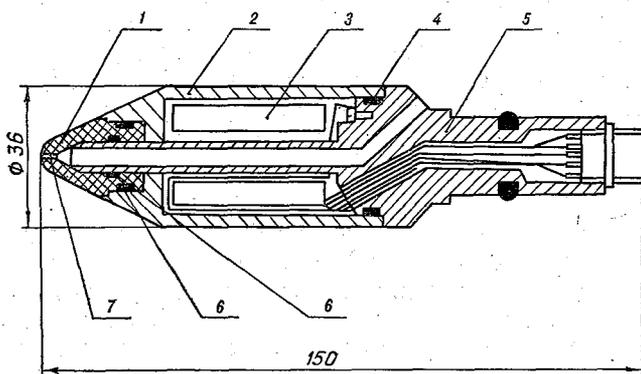


Рис. 2.13. Капиллярно-трансформаторный первичный измерительный преобразователь электропроводности. Внешний вид первичных измерительных преобразователей электропроводности.

гается тем, что жидкостный виток, формируемый корпусом преобразователя 2 с размещенным в нем блоком измерительных трансформаторов 3, замкнут через капилляр 7, выполненный в диэлектрической обтекаемой насадке 7, герметично соединенной с корпусом с помощью уплотнения 6. Унифицированный соединительный узел 5 позволяет устанавливать преобразователь на корпус прибора.

На рис. 2.13 показан внешний вид первичных измерительных преобразователей электрической проводимости.

При определенных соотношениях между длиной и диаметром капилляра $H_k \approx D_k$ в капилляре и его краевых зонах сосредото-

чена подавляющая часть общего сопротивления жидкостного витка. Этому способствует также шунтирующее действие металлического корпуса. При работе первичного измерительного преобразователя электропроводимости в потоке динамическое давление, возникающее на входе в капилляр, обеспечивает протекание жидкости через капилляр и постоянное обновление электролита в чувствительной зоне (капилляр и его краевые зоны).

Масштаб осреднения такого первичного измерительного преобразователя электропроводимости составляет $M_0 = 10 D_k$ и если его рассматривать как пространственный фильтр, то максимальная частота исследуемых пульсаций ИЭП определяется по формуле

$$f = V/M_0. \quad (2.59)$$

Таким образом, уменьшая диаметр капилляра, можно обеспечить заданное верхнее значение частотного диапазона, однако это связано с уменьшением чувствительности первичного измерительного преобразователя электропроводимости за счет коэффициента формы, определяемого с учетом сопротивления краевых зон соотношением

$$K_\Phi = \left(\frac{1}{4r_k} + \frac{1}{2\pi r_k^2} + \frac{1}{4r_k} \right)^{-1}. \quad (2.60)$$

Выходная обмотка первичного измерительного преобразователя электропроводимости соединялась со входным каскадом вторичного электронного преобразователя по схеме резонансного усилителя тока [76]. Структурная схема определения коэффициента преобразования и уровня шумов этого канала измерения пульсаций представлена на рис. 2.14. Установка для создания пульсаций состоит из активного термостата, заполняемого соленой водой, и полупроводящего барабана в виде цилиндра из органического стекла с полосками из нержавеющей стали, закрепленными вдоль поверхности цилиндра. Полупроводящий барабан имеет привод, позволяющий в широких пределах регулировать его угловую скорость.

Таким образом, вводя барабан в объем осреднения первичного измерительного преобразователя электропроводимости и приводя его во вращение с необходимой частотой, можно задавать пульсации электрической проводимости.

В результате испытания получено, что коэффициент преобразования канала равен 33 м/См, шумы канала $6 \cdot 10^{-5}$ См/м. Диапазон измерений средних квадратических значений пульсаций электрической проводимости определяется динамическими возможностями вторичных преобразователей и родом решаемых задач и составляет $10^{-2} - 10^{-4}$ См/м.

Масштаб осреднения определяется диаметром капилляра и для испытанного первичного измерительного преобразователя электропроводимости составляет 15 мм. Погрешность измерений средних квадратических значений пульсаций не хуже $\pm 15\%$.

Образование параметрического ряда первичного измерительного преобразователя электропроводимости может осуществляться на базе трансформаторного преобразователя, имеющего средние значения и низкочастотные флюктуации электрической проводимости с высокой точностью, и капиллярно-трансформаторного преобразователя, предназначенного для измерения высокочастотных флюктуаций электрической проводимости.

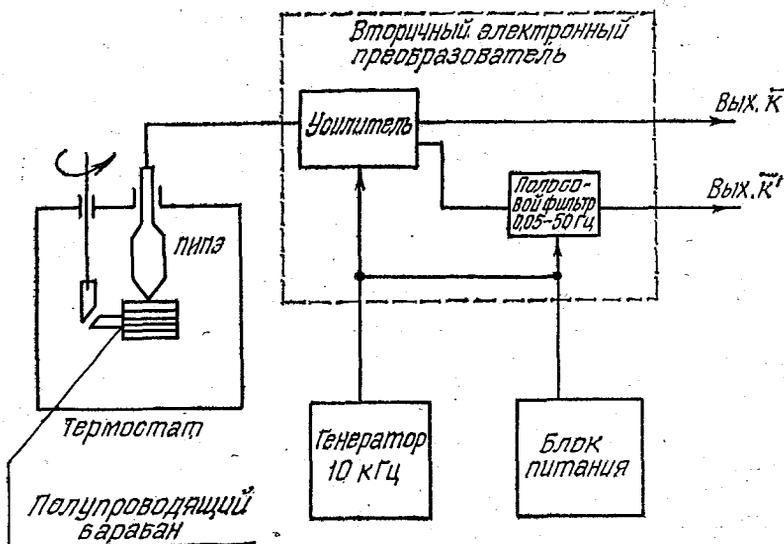


Рис. 2.14. Схема установки для определения коэффициента преобразования и уровня шумов первичного измерительного преобразователя электропроводимости.

В соответствии с принятым подразделением первичных преобразователей, структурными частями первичного измерительного преобразователя электропроводимости следует считать чувствительный элемент и защитную арматуру. Такую структуру удобно рассматривать с точки зрения унификации [76].

В данном случае мы имеем дело с составным чувствительным элементом, включающим измерительную плоскость, в которой осуществляется преобразование электрической проводимости среды в нормированное значение проводимости витка связи, и трансформаторным мостом, преобразующим проводимость витка связи в пропорциональное напряжение. Измерительная полость характеризуется коэффициентом формы, который определяет следующие параметры первичного измерительного преобразователя электропроводимости:

- чувствительность;
- масштаб пространственного осреднения;
- диапазон измерений.

Изменяя параметры измерительных трансформаторов, можно также регулировать чувствительность и диапазон измерения.

Унификация защитной арматуры проведена в направлении выбора параметрического ряда размеров прочного корпуса и присоединительного узла (различные диаметры арматуры и соответственно насадки с различными размерами капилляров).

Таким образом, сопоставляя требования, предъявляемые к первичному измерительному преобразователю электропроводимости по различным параметрам, с возможностями приведенных первичных измерительных преобразователей электропроводимости, можно сделать вывод, что два таких унифицированных трансформаторных преобразователя позволяют измерять пульсационные и средние значения электрической проводимости с требуемой точностью, в заданном частотном диапазоне, на больших глубинах, в составе различных буксируемых и зондирующих комплексов для гидрофизических исследований.

2.3. Первичные измерительные преобразователи скорости течения

Широкий диапазон изменчивости скорости течений (от 0 до 4 м/с) и существенно различные, а иногда противоречивые требования к первичным измерительным преобразователям скорости течения (ПИПС), формулируемые исходя из условия гидрофизических задач, привели к созданию значительного количества различных по принципу действия и конструктивному исполнению преобразователей.

Течения в существующих приборах измеряются либо в полярной системе координат (измерение модуля скорости $|V|$ и угла его ориентации φ относительно магнитного меридиана), либо в декартовой (измерение компонентов вектора скорости V_1 и V_2 на ортогональные оси координат и угла ориентации этой системы координат относительно магнитного меридиана). По результатам этих измерений определяются проекции вектора скорости течения на меридиан V_M и параллель V_H . Анализ свойственных этим способам случайных погрешностей, обусловленных шумовыми факторами в измерительных каналах, дан в работе [70]. При скоростях, превышающих 1 м/с, погрешность вычисления V_M и V_H определяется главным образом погрешностью измерения направления φ . При скоростях порядка 0,25—0,3 м/с средняя квадратическая погрешность определения V_M и V_H при втором способе может быть в 1,4 больше, чем при первом. При скоростях меньше 0,1 м/с средние квадратические погрешности для обоих способов измерения определяются главным образом погрешностью измерения модуля скорости. Временные τ_M и пространственные l_M масштабы реальных первичных измерительных преобразователей скорости, как известно, определяются их максимальными размерами, эквивалентной постоянной времени или частотой Найквиста [63, 70]. Для

большинства первичных измерительных преобразователей скорости, используемых в океанографии, диапазон t_m и l_m в высокочастотной области ограничен сверху значениями порядка нескольких долей миллиметра и сотых долей секунды, а в низкочастотной — метрами и секундами [70]. Этот диапазон приходится на область океанической турбулентности, характеризующуюся спадом энергии с ростом частоты флюктуации вплоть до микромасштаба турбулентности $l_e = \bar{\epsilon}^{-1/2} \nu^{3/4}$, где ν — коэффициент молекулярной вязкости; $\bar{\epsilon}$ — средняя скорость диссипации кинетической энергии. По экспериментальным данным l_e составляет $(0,77—6,87) \cdot 10^{-3}$ м.

Следует отметить, что параметры мелкомасштабной турбулентности в конечном итоге связаны с крупномасштабными особенностями района наблюдений, что обуславливает необходимость одновременных измерений пульсационных и средних фоновых условий в океане. Между тем большинство измерителей течений мало пригодно для изучения процессов турбулентности, а специализированные приборы, созданные для измерения турбулентности, не дают надежных данных о средних значениях скорости течения [52].

Рассмотрим некоторые наиболее распространенные в океанографической технике первичные измерительные преобразователи скорости.

Гидродинамические преобразователи скорости. Широкое распространение в качестве первичных измерительных преобразователей скорости течения получили гидродинамические преобразователи: роторы Савониуса, винты Архимеда, импеллеры. Среди них особое место занимают импеллеры. Их распространенность обусловлена простотой и технологичностью конструкции, высокой надежностью, линейной зависимостью между скоростью потока и угловой скоростью вращения.

Динамические характеристики импеллера определяются путем синхронизации L . Этот путь, который должен пройти поток относительно импеллера, чтобы изменить его скорость в l раз:

$$L = VT, \quad (2.61)$$

где T — время, за которое импеллер достигает значения $\omega = 0,63 \omega_0$.

На начальную чувствительность и линейность начального участка градуировочной характеристики существенно влияет момент трения и нагрузки на оси импеллера, определяемый соотношением

$$M_{тр} = zsr c_y \frac{\rho}{2} V^2 \left(1 - \frac{c_x}{c_y}\right) \operatorname{tg} \alpha \cos^2 \alpha, \quad (2.62)$$

где z — число лопастей импеллера; r — радиус приложения гидродинамических сил; s — площадь лопасти; V — скорость набегающего потока; ρ — плотность среды; α — угол атаки; c_x , c_y — коэффициенты гидродинамических сил, направленных соответственно вдоль и перпендикулярно сечению лопастей.

Большинство известных методик расчета импеллеров не учитывает погрешности от конструкции устройства съема информации от скорости вращения. Устройства съема информации в большин-

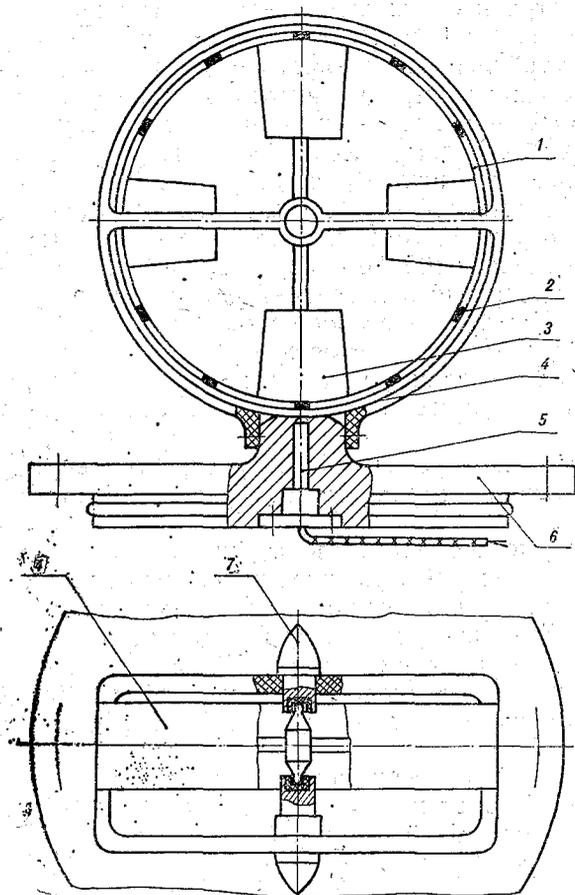


Рис. 2.15. Конструкция импеллера самописца течения.

стве случаев увеличивают массу импеллера и нагрузку на его ось, что сводит на нет усилия проектировщика по уменьшению $M_{тр}$ известными методами.

Существуют импеллеры с переменным по длине лопасти углом атаки, обладающие наибольшей эффективностью использования лопастей, и импеллеры с постоянным углом атаки, простые и технологичные в изготовлении. Характеристики импеллеров с постоянным по длине лопасти углом атаки приведены в работе [70]. К такому типу относится импеллер, которым снабжен преобразователь скорости самописца течения. Конструкция этого преобразователя приведена на рис. 2.15. Он состоит из импеллера 3, вра-

щающегося во фторопластовых подшипниках в опорах 7, установленных на перемычках обтекателя 4. По ободу 1 размещены двенадцать магнитов 2. ИмPELLер в сборе с обтекателем устанавливается на крышке 6 прибора. Съем показаний осуществляется посредством магниточувствительного элемента, размещенного на стойке в крышке прибора. ИмPELLер и обтекатель изготавливаются методом литья под давлением из пластических масс и имеют воспроизводимые конструктивные характеристики [70].

Испытания показали, что начальная чувствительность первичных преобразователей скорости данной конструкции не превышает $15 \cdot 10^{-3}$ м/с. Средние квадратические отклонения измеренных скоростей от образцовых не превышают $8,2 \cdot 10^{-3}$ м/с по всему диапазону. Средняя номинальная статическая характеристика преобразования для всех преобразователей может быть представлена в виде

$$V = 1,5 + 0,28N, \quad (2.63)$$

где N — число импульсов, зарегистрированных с имPELLера за время осреднения.

Средние квадратические отклонения индивидуальных статических характеристик имPELLеров при различных скоростях от номинальной составляют:

$$V = 5 \cdot 10^{-2} \text{ м/с} - \sigma = 0,013 \cdot 10^{-2} \text{ м/с};$$

$$V = 50 \cdot 10^{-2} \text{ м/с} - \sigma = 0,8 \cdot 10^{-2} \text{ м/с};$$

$$V = 100 \cdot 10^{-2} \text{ м/с} - \sigma = 1,5 \cdot 10^{-2} \text{ м/с};$$

$$V = 150 \cdot 10^{-2} \text{ м/с} - \sigma = 2,8 \cdot 10^{-2} \text{ м/с}.$$

Пределы допускаемого значения погрешности измерений скорости при доверительной вероятности 0,95 не превышают $\pm (1,0 + 0,04 V) \cdot 10^{-2}$ м/с.

Испытания подтвердили взаимозаменяемость изготовленных преобразователей скорости, что позволяет исключить метрологическую аттестацию канала скорости каждого измерителя течений и проводить ее выборочно для отдельных партий приборов с целью контроля. Вышеописанный преобразователь скорости успешно эксплуатируется в составе различной океанографической аппаратуры для измерений скорости течения.

Для измерения в турбулизованных средах разработан (Н. Н. Смирнов, В. Е. Ячменев) преобразователь с малоинерционным имPELLером. Данный преобразователь (рис. 2.16) состоит из имPELLера 1, вращающегося на оси в подшипниках 2, установленных на стойках 3 корпуса 4. Съем информации осуществляется посредством оптронной пары 5 при перекрытии светового потока пересекающими его лопастями имPELLера. Начальная чувствительность такого имPELLера $2 \cdot 10^{-3}$ м/с. На рис. 2.17 показана диаграмма направленного данного преобразователя скорости. Из-за существенного отличия диаграммы преобразователя от косинусной намечалось использование преобразователя в приборах с ориен-

тацией оси вращения импеллера по направлению потока. Данный преобразователь установлен на автономном комплексе, предна-

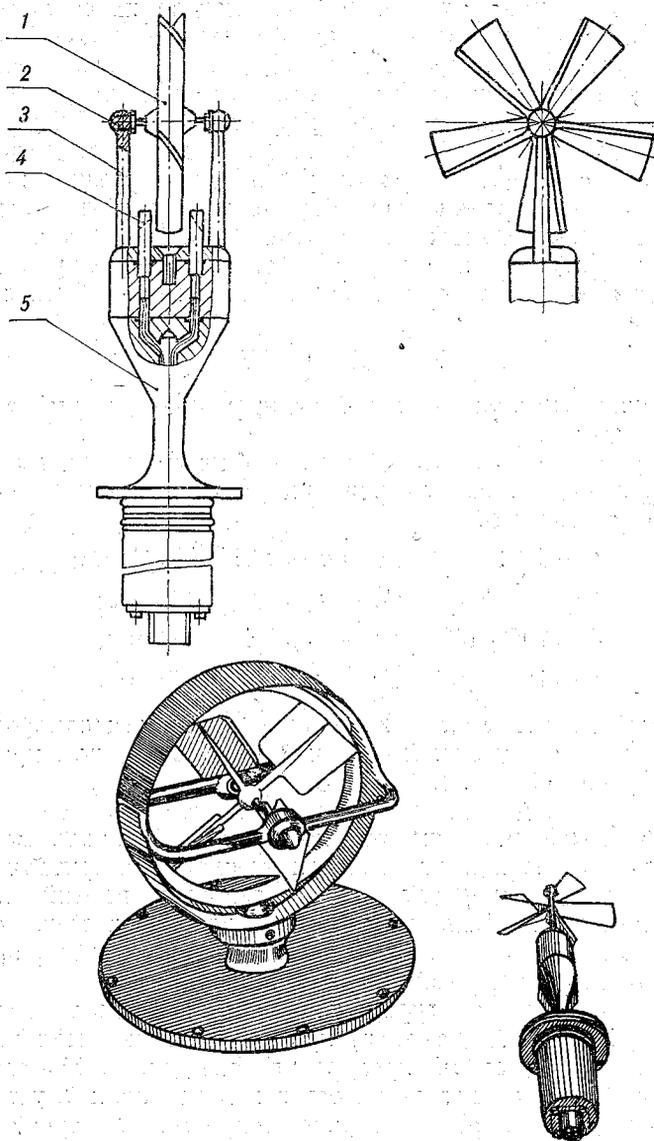


Рис. 2.16. Конструкция и внешний вид малоинерционного импеллера.

значенном для исследования короткопериодной изменчивости гидрофизических полей океана и успешно прошел морские испытания. Внешний вид описанных импеллеров показан на рис. 2.16.

К недостаткам разработанных импеллерных преобразователей относится ограниченный круг задач, решаемых с их помощью,

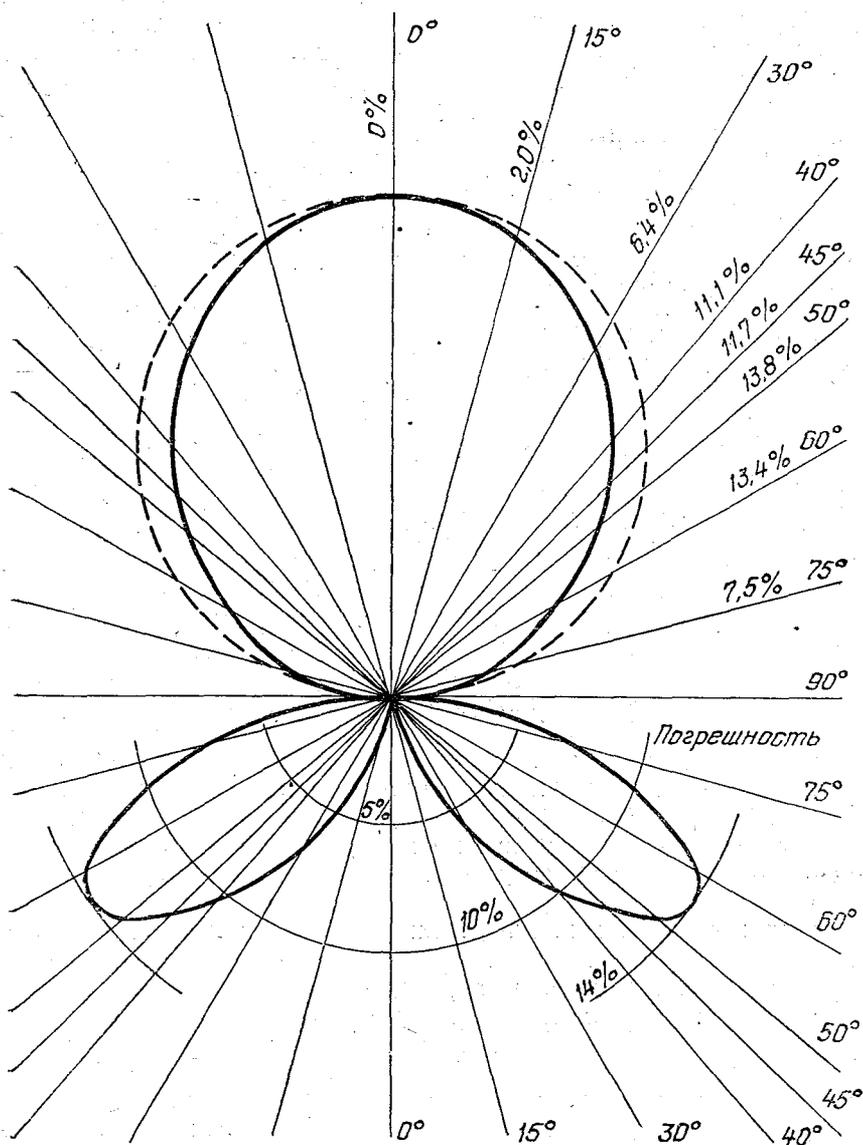


Рис. 2.17. Диаграмма направленности малоинерционного импеллера.

вследствие сравнительно большой инерционности и большого пространственного осреднения. В связи с этим в последние годы при исследовании динамических процессов в океане импеллеры вы-

тесняются более перспективными магнитогидродинамическими и акустическими преобразователями.

Магнитогидродинамический метод измерений скорости течения проводящей жидкости основан на явлении электромагнитной индукции, в соответствии с которым при движении электропроводящей жидкости в магнитном поле возникает ЭДС, пропорциональная векторному произведению скорости жидкости и напряженности магнитного поля.

Магнитогидродинамические преобразователи непосредственно измеряют разность потенциалов между электродами, обусловленную циркуляционными токами, вызванными градиентами скорости и магнитного поля в различных слоях жидкости. Устранение влияния циркуляционных токов или его оценка являются одной из основных задач при проектировании таких преобразователей. Кроме того, на межфазной границе измерительный электрод—жидкость протекают сложные электрохимические процессы, влияние которых на точность измерений зависит от частот измерений магнитного поля, конструкции, материала и размещения измерительных электродов.

В последнее время магнитогидродинамические преобразователи на постоянных магнитах из редкоземельных материалов широко применяются для измерений высокочастотных флюктуаций скорости течения. Их преимуществами являются: весьма малое энергопотребление, малые размеры и масштаб осреднения $[(5-10) \times 10^{-3} \text{ м}]$, высокая разрешающая способность $[(0,5-1) \cdot 10^{-3} \text{ м/с}]$. Тем не менее из-за упомянутых выше электрохимических процессов их применение для измерений низкочастотных флюктуаций и средней скорости течения затруднено. Для этой цели используются электромагнитные преобразователи (на переменном магнитном поле), которые позволяют уменьшить влияние процессов в электродах, однако имеют высокое энергопотребление и значительные габариты.

Увеличение же габаритов является причиной искажения полей течения корпусом преобразователя (возникновения гидродинамического шума), что снижает точность измерений.

Результаты исследований двухкомпонентных и трехкомпонентных электромагнитных первичных измерительных преобразователей скорости течения приведены в работе [83]. Целью исследований является разработка первичного измерительного преобразователя скорости с постоянной (не зависящей от скорости течения, характера обтекания и пространственного положения) чувствительностью и косинусной реакцией на изменение углов азимута и наклона относительно горизонтальной плоскости (правильными круговыми диаграммами направленности).

Испытывались первичные преобразователи скорости с цилиндрической и сферической формой; с выступающими и невыступающими электродами; с различной длиной и характером магнитного поля (рис. 2.18). Было установлено, что отклонения от идеальных характеристик первичного измерительного преобразова-

теля скорости зависят от коэффициента пограничного слоя и числа Рейнольдса, а именно:

$$\Delta \sim c_b Re^{0,5}$$

Значение коэффициента пограничного слоя было определено для всех комбинаций вышеуказанных параметров (результаты

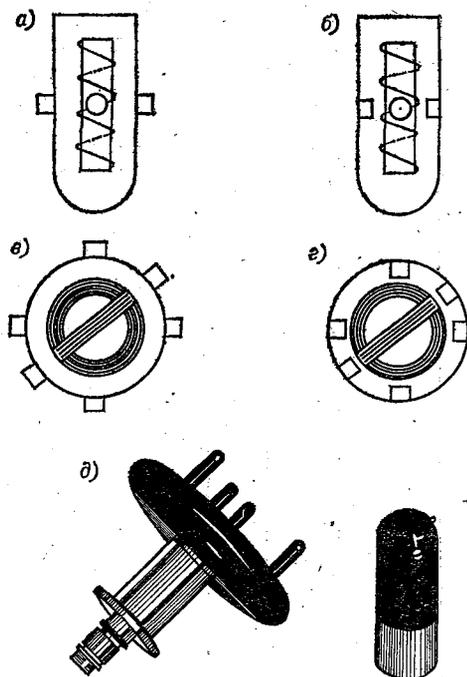


Рис. 2.18. Конструкция и внешний вид магнитогидродинамических первичных измерительных преобразователей скорости.

испытаний приведены в табл. 2.3). Данные, приведенные в таблице, носят качественный характер, так как конкретные значения отклонений зависят от размеров первичных преобразователей скорости, формы и размеров магнитного поля, однако можно видеть, что нулевые отклонения от косинусной реакции имеют двухкомпонентные первичные измерительные преобразователи скорости цилиндрической формы, имеющие длинный магнит с невыступающими электродами или короткий магнит с выступающими электродами. Следует сказать о том, что выступающие электроды должны выходить за пограничный слой и их высота должна составлять 0,1—0,125 диаметра первичного измерительного преобразователя скорости. Однако необходимо отметить, что если первичный преобразователь скорости предназначен для измерений

Результаты испытаний магнитогиродинамических ПИП

Форма	Электроды	Конструкция и сигналы	Кoeff. функционирования градиентного слоя c_B	Чувствительность S в зависимости от числа Рейнольдса R	Азимутная реакция. Отклонения от косинуса $\Delta\varphi$	Реакция на наклон. Отклонение от косинуса $\Delta\theta$
Цилиндр	Выступающие	Длинный магнит	1			
	Невыступающие	То же	0			
	Выступающие	Короткий соленоид	0			
	Невыступающие	То же	0			
Сфера	Выступающие	Диполь	-1			
	Невыступающие	"	-3			
	Выступающие	Короткий магнит	-1			
	Невыступающие	То же	-3			

высокочастотных пульсаций скорости течения, то приведенных характеристик недостаточно, чтобы утверждать, что спектр измеряемых пульсаций не искажается первичным преобразователем скорости.

На рис. 2.19 а) представлена конструкция однокомпонентного первичного преобразователя скорости, а на рис. 2.18 показан его

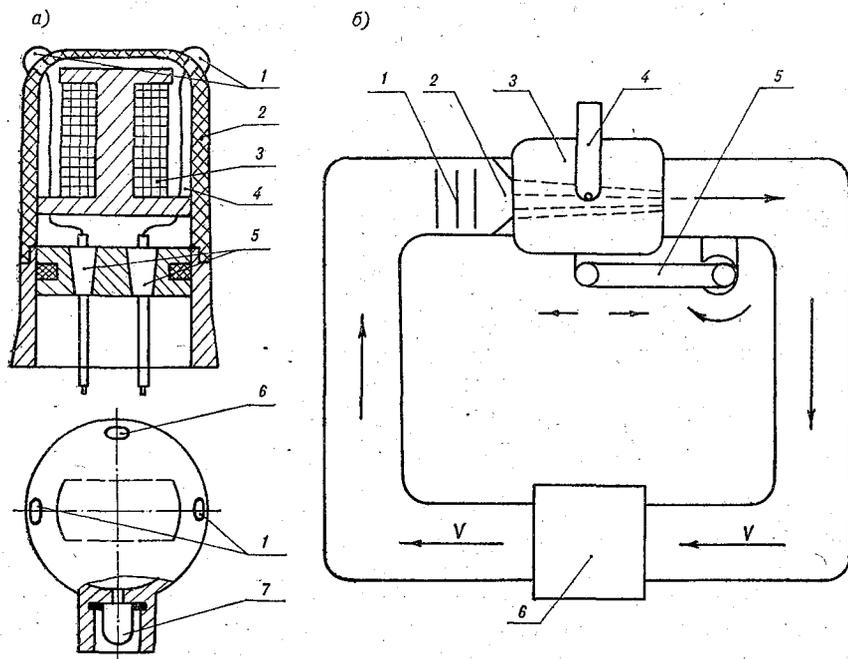


Рис. 2.19. Конструкция однокомпонентного первичного измерительного преобразователя скорости и схема установки для определения собственных и гидродинамических шумов.

внешний вид. Он состоит из цилиндрического корпуса 2, на котором размещены два выступающих измерительных электрода 1 и один невыступающий симметрирующий электрод 6.

Внутри корпуса помещен электромагнит 3, создающий переменное магнитное поле, результирующий вектор которого совпадает с осью симметрии первичного измерительного преобразователя скорости [76]. Корпус заполнен полиметилсилоксановой жидкостью 4 и снабжен барокомпенсатором 7. Электропитание магнита и съем показаний осуществляются через гермоввод 5. Первичный преобразователь [76] скорости предназначен для работы на глубине до 6000 м в частотном диапазоне до 10 Гц с разрешающей способностью $5 \cdot 10^{-3}$ м/с. Преобразователь в составе измерительного канала был испытан с целью определения коэффициента преобразования, уровня собственных и гидродинамических шумов. Преобразователь 4 устанавливался спрямляющими ре-

щетками 1 в рабочем участке 3 образцового гидродинамического стенда ГДС 60—20, на расстоянии 100 мм от среза сопла конфузора 2 по оси струи, как показано на рис. 2.19 б. С помощью устройств создания регулярных воздействий 5 задавалось малое (около 1 мм) перемещение рабочего участка вместе с первичным преобразователем скорости с частотой f при средней скорости набегающего потока $V_{cp}=0$. По измеренному выходному сигналу $U_{вых}$ определялся коэффициент преобразования измерительного канала

$$K_{пр} = U_{вых}/(\pi fl). \quad (2.64)$$

Затем преобразователь устанавливался неподвижно в центре рабочего участка на расстоянии 100 мм от среза и с помощью насоса создавался набегающий поток со средней скоростью V_{cp} .

Турбулентные пульсации скорости, получаемые в рабочем участке при прохождении потока воды через спрямляющие решетки и сопло конфузора, измерялись с помощью анализатора спектра. Результаты сравнения измеренных спектров с образцовыми при различных средних скоростях потока представлены на рис. 2.20, 2.21. Собственные гидродинамические шумы преобразователя скорости определялись по формуле

$$\sqrt{\bar{V}^2} = \sqrt{\bar{V}_{изм}^2} - \sqrt{\bar{V}_{зад}^2} - \sqrt{\bar{V}_{шум}^2}, \quad (2.65)$$

где $\sqrt{\bar{V}^2}$ — средние квадратические значения амплитуды пульсаций скорости за время осреднения.

По полученным результатам можно сделать вывод, что уровень собственных шумов измерительного канала не превышает $0,5 \cdot 10^{-3}$ м/с, а уровень гидродинамических шумов не превышает $1 \cdot 10^{-3}$ м/с. Следует отметить, что при увеличении скорости набегающего потока гидродинамические шумы становятся основным фактором, определяющим погрешность измерений.

В океанографической измерительной технике большое распространение получили акустические методы измерения скорости течения, в которых использованы принципы доплеровский, фазовый, фазоимпульсный, со сносом волновой зоны луча. Основные измерительные уравнения и блок-схемы, поясняющие эти принципы, приведены в работе [72], а обзор большого числа модификаций этих методов имеется в работе [75].

Наиболее широко распространены в настоящее время акустические измерители скорости течения, основанные на импульсной передаче акустических сигналов. Из большого числа разновидностей таких средств измерений наиболее предпочтительными для целей экспериментальной океанографии являются однобазовые системы, реализующие принцип измерения скорости распространения упругих колебаний в двух противоположных направлениях с коммутацией направления излучения или со встречным излучением акустических сигналов. В обоих случаях первичным измерительным преобразователем такой системы будет являться

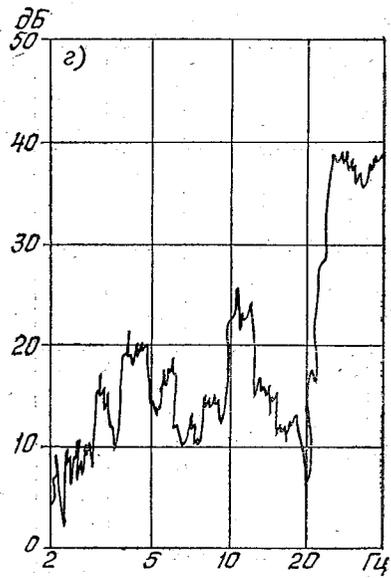
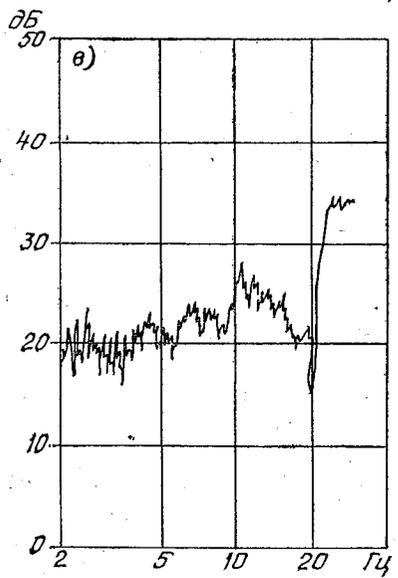
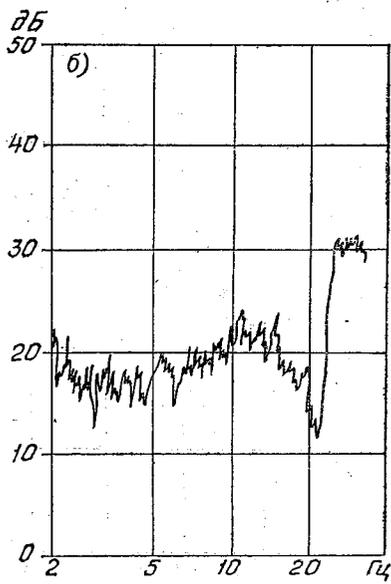
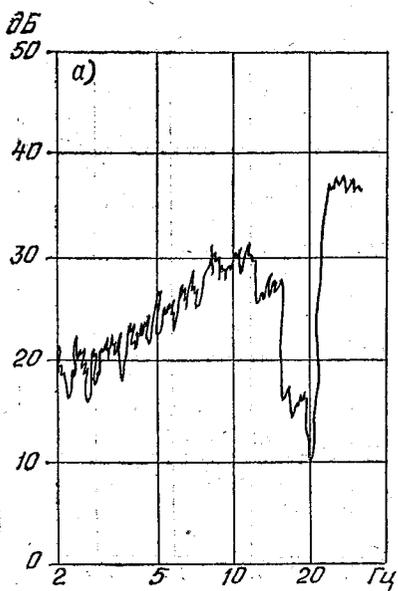


Рис. 2.20. Измеренные спектры.

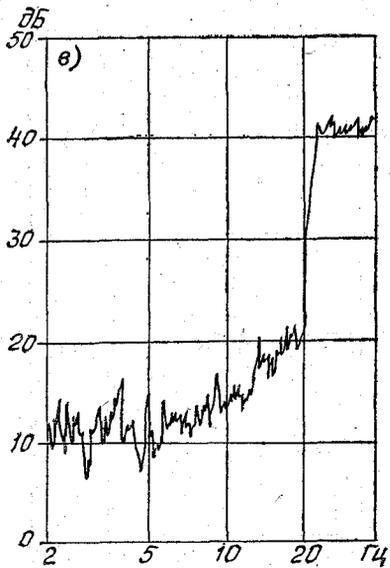
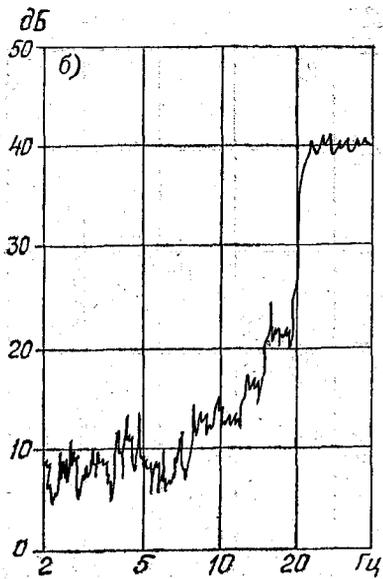
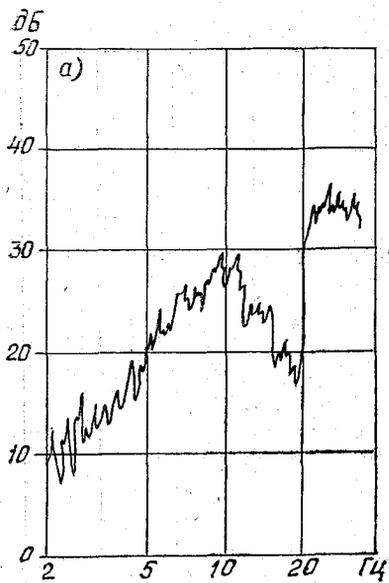


Рис. 2.21. Образцовые спектры.

совокупность двух обратимых (работающих как в режиме излучателя, так и в режиме приемника) акустических преобразователей, установленных на элементе конструкции, обеспечивающем фиксированное расстояние между ними (акустическую базу). Специфическим конструктивным требованием, предъявляемым к акустическим ПИП скорости течения, помимо стабильности базы, является обеспечение малых габаритов акустических преобразователей и придание им соответствующей формы, что необходимо для уменьшения погрешности из-за гидродинамического шума. Другим важным фактором снижения погрешности акустических измерительных систем, работающих в импульсном режиме, является расширение частотного диапазона акустических преобразователей. Широкополосность акустических преобразователей достигается не только посредством корректного согласования их с электронной частью измерительной системы, но и конструктивным исполнением самого преобразователя.

Необходимые параметры акустических преобразователей могут быть получены путем соответствующего подбора преобразователей и элементов защитной арматуры (держателей, механических демпферов и переходных слоев между чувствительным элементом и исследуемой средой), оказывающих большое влияние на характеристики акустических первичных измерительных преобразователей.

Вопросы повышения метрологических характеристик акустических первичных измерительных преобразователей, а также некоторые практические рекомендации по их проектированию и согласованию с цепями вторичного преобразования освещены в работах [52, 70].

На рис. 2.22 показана конструкция акустического преобразователя двухкомпонентного типа, а на рис. 2.18 д показан его внешний вид. Пьезоэлемент 2 из керамики ЦТС-19 с основной антирезонансной частотой порядка 2 МГц, диаметром $12 \cdot 10^{-3}$ м подпаян легкоплавким припоем к держателю 4, совмещенному с корпусом 1 из нержавеющей стали. Переходный слой 4 выполнен из эпоксидного компаунда. Демпфер 5 также совмещен с корпусом и представляет собой концентрические канавки сложной конфигурации.

Таковыми преобразователями снабжен измеритель профиля скорости течения, работающий на принципе одновременно-встречного излучения акустических сигналов, предназначенный для регистрации трех взаимно ортогональных компонентов скорости течения [52]. Основные технические характеристики каналов измерения скорости течения следующие: длина измерительных баз 0,4 м, диапазон измерений скорости $\pm 2,5$ м/с; среднее квадратическое значение случайной погрешности измерения $(10-15) \cdot 10^{-5}$ м/с. Диаграмма направленности преобразователей в горизонтальной плоскости косинусная с погрешностью до 2%. Натурные испытания прибора подтвердили его высокие метрологические характеристики и надежность.

циональны синусу и косинусу угла между горизонтальными составляющими вектора скорости течения (измеряет три составляющие вектора индукции геомагнитного поля за счет жесткой связи с корпусом прибора и применения стрелочного преобразователя, подвешенного к корпусу прибора с помощью карданова подвеса). При этом однозначно определяется угловое положение прибора относительно вектора магнитной индукции, но не относительно географической системы координат. Для этой цели требуется дополнительный преобразователь углового положения прибора, реализуемый на основе демпфированных физических маятников или гиросистем (определяет угловое положение прибора относительно направления силы тяжести, совпадающего с направлением вертикальной оси географической системы координат [52]).

Таким образом, преобразователи скорости течения, направления относительно магнитного меридиана и углового положения относительно направления силы тяжести должны иметь взаимосвязанные динамические характеристики, погрешность измерений и разрешающую способность.

Индукционные преобразователи направления. Рассмотрим некоторые свойства феррозондов на примере наиболее распространенного дифференциального феррозонда [77]. Дифференциальный феррозонд (рис. 2.23) содержит два одинаковых пермалловых сердечника 1, выполненных в виде тонких стержней прямоугольного сечения, уложенных в специальные каркасы параллельно друг другу. Поверх каркасов нанесены первичные обмотки 2, включенные последовательно и образующие цепь возбуждения феррозонда. Эту цепь питают переменным током. Кроме первичных обмоток, имеется также вторичная обмотка 3, являющаяся элементом измерительной цепи. В дифференциальном феррозонде первичные обмотки соединены таким образом, что протекающий в них ток i создает в объеме сердечников поля H_1 , равные по значению и противоположные по направлению. При наличии внешнего поля напряженностью H_0 , направленного вдоль сердечников, в объеме одного из них действует разность напряженностей $H_0 - H_1$, в объеме другого — сумма $H_0 + H_2$. Если сердечники идентичны, то можно записать

$$\begin{aligned} B' &= \mu_a (H_0 - H_1); \\ B'' &= \mu_a (H_0 + H_1), \end{aligned} \quad (2.66)$$

где B' , B'' — индукции в сердечниках; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость.

ЭДС во вторичной обмотке, охватывающей оба сердечника, будет

$$e = -s\omega_2 d(B' + B'')/dt, \quad (2.67)$$

где s — поперечное сечение сердечников; ω_2 — количество витков во вторичной обмотке; t — время.

Появление ЭДС во вторичной обмотке дифференциального феррозонда с идентичными сердечниками принципиально возможно лишь при нелинейности характеристик $B = f(H)$. В противном случае выражение (2.67) при $H_0 = \text{const}$ становится рав-

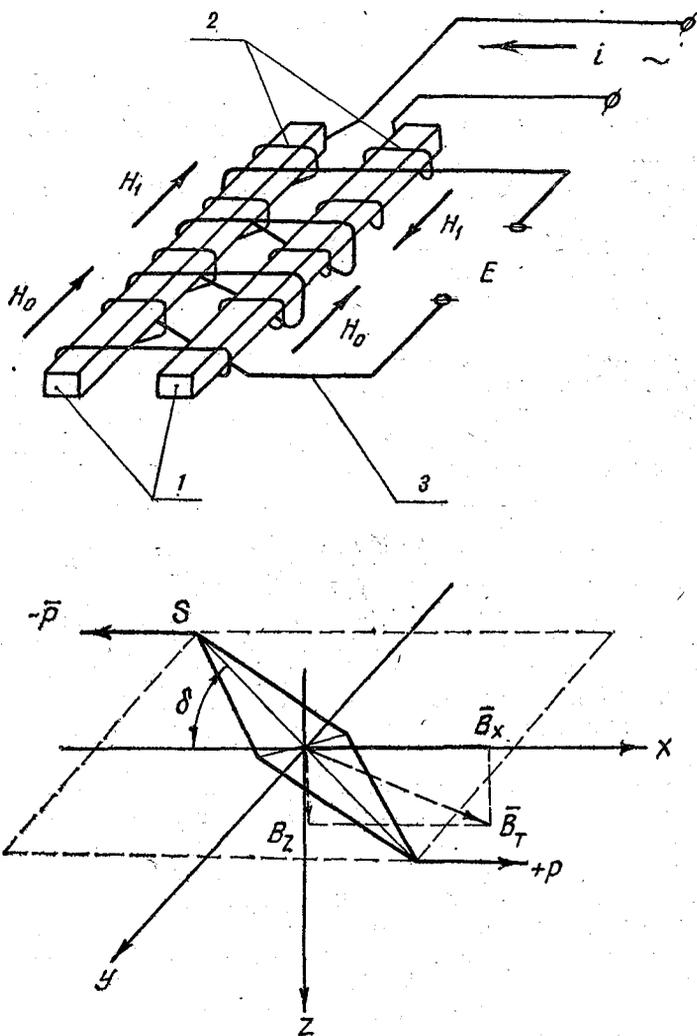


Рис. 2.23. Дифференциальный феррозонд. Стрелочный преобразователь направления.

ным нулю. Аппроксимируя характеристики $B = f(H)$ укороченным полиномом третьей степени

$$B = aH + bH^3, \quad (2.68)$$

где a и b — коэффициенты аппроксимации, зависящие от материала и формы сердечников, задаваясь

$$\begin{aligned}H_1 &= H_{\max} \sin(\omega t), \\H_0 &= \text{const},\end{aligned}$$

имеем:

$$e = G_0 b s \omega^2 H_0 H_{\max}^2 \sin(2\omega t), \quad (2.69)$$

где $\omega = 2\pi f$ — частота вспомогательного поля; H_{\max} — амплитуда этого поля.

Из выражения видно, что выходная ЭДС имеет удвоенную частоту. Работа на удвоенной частоте типична для феррозондов. Однако дифференциальный феррозонд может работать и на основной частоте. Это характерно для случая, когда ток возбуждения, кроме переменной, содержит также и постоянную составляющую.

Выражение (2.69) получено в предположении строгой идентичности сердечников и первичных обмоток феррозонда. Однако на практике сердечники и обмотка могут быть подобраны лишь с определенной точностью. В результате этого во вторичной обмотке появляется дополнительная ЭДС, которая не связана или почти не связана с наличием внешнего поля, т. е. сигнал помехи. При наличии постоянной составляющей тока возбуждения помеха, кроме того, оказывается зависимой от температуры окружающей среды, вибрации и других внешних факторов. По этой причине феррозонды с дополнительным постоянным подмагничиванием оказались пригодными лишь для измерения относительно сильных магнитных полей. Наоборот, феррозонды без начального подмагничивания с выходом на удвоенной частоте применяются для измерения слабых магнитных полей или малых приращений поля.

В феррозондовых первичных преобразователях скорости отсутствуют вращающиеся части. Это повышает надежность и делает их практически безынерционными.

Широкое применение индукционных преобразователей в океанографической измерительной технике ограничено сложностью технологии получения сердечников из железоникелевых сплавов, их термообработки, заделки, регулировки и настройки. Большое значение имеет обеспечение конструктивной жесткости сердечников, необходимой для защиты от механических воздействий, которые и приводят к ухудшению характеристик сердечников, в частности к увеличению потерь на гистерезис и росту уровня магнитных шумов. Кроме того, механические воздействия, приводящие к деформации сердечников, отрицательно сказываются на диаграмме направленности, что особо существенно в устройствах для измерений угловых величин.

Из соображений обеспечения конструктивной жесткости и технологичности стержневые сердечники изготавливаются из мате-

риала толщиной не менее 0,1 мм. При повышении частоты возбуждения феррозондов расширяются их возможности, но усложняется их миниатюризация. Поэтому при повышении рабочих частот феррозондов необходимо применять витые торроиды из пермаллоевых лент толщиной 0,01—0,05 мм или трубчатые сердечники, выполненные в виде тонких покрытий методом электрохимического осаждения металла на жесткие диэлектрические основания.

К указанному следует добавить, что применение феррозонда связано с достаточно сложной специфической электронной частью вторичного преобразователя.

Стрелочные преобразователи направления. Простейшим чувствительным элементом (ЧЭ) стрелочного магнитного компаса является магнитная стрелка. Свободно подвешенная за центр тяжести, стрелка устанавливается своей осью вдоль направления вектора \mathbf{B} земного магнетизма и указывает плоскость магнитного меридиана. В большинстве магнитных компасов подвес ЧЭ осуществляется таким образом, что он может свободно поворачиваться только в горизонтальной плоскости, поскольку в высоких магнитных широтах определение горизонтальных направлений по наклонной стрелке представляется затрудненным.

На магнитную стрелку рис. 2.23 б, подвешенную в горизонтальной плоскости, продольная ось которой образует с горизонтальной составляющей \overline{B}_T земного магнетизма, т. е. с магнитным меридианом, угол δ , действует вращающий момент P [75]

$$P = M_m \overline{B}_T \sin \delta, \quad (2.70)$$

где M_m — магнитный момент стрелки.

Под действием момента P стрелка, выведенная из равновесия, начнет совершать колебания в горизонтальной плоскости и затем установится в положение равновесия, которому в идеальных условиях соответствует магнитный меридиан. Однако при наличии сил трения в подвесе стрелка устанавливается не точно по магнитному меридиану. По мере уменьшения угла δ вращающий момент также уменьшается и при некотором угле $\delta = \Delta$ он становится равным моменту сил трения в подвесе. При условии малости угла Δ , когда $\sin \Delta = \Delta$, положение стрелки определяется равенством

$$M_m \overline{B}_T \Delta = Q,$$

откуда

$$\Delta = Q / M_m \overline{B}_T. \quad (2.71)$$

Угол Δ называется углом застоя. Выражение (2.71) показывает, что для уменьшения угла застоя необходимо стремиться, с одной стороны, к уменьшению момента сил трения в подвесе Q , а с другой — к увеличению магнитного момента M_m .

Как правило, чувствительные элементы реальных компасов состоят не из одной подвешенной стрелки, а представляют собой сложные магнитные системы, вращающиеся в подшипниках на осях. Например, магнитные системы корабельных компасов состоят из одной или нескольких пар постоянных магнитов, которые располагаются параллельно друг другу одноименными полюсами в одну сторону и жестко скрепляются между собой. Такая магнитная система обеспечивает компенсацию так называемых девиаций высшего порядка и придает чувствительному элементу необходимые динамические свойства. Однако подробный анализ выражения (2.71) позволит более наглядно представить способы уменьшения угла застоя.

Учитывая, что зависимость момента трения Q от массы подвижной магнитной системы определяется выражением [83]

$$Q = km_{п.с.}^{1,5}, \quad (2.72)$$

где k — коэффициент пропорциональности; $m_{п.с.}$ — масса подвижной системы, а магнитный момент равен произведению удельной намагниченности магнитной стрелки J_M на ее объем V_M

$$M_M = J_M V_M \quad (2.73)$$

и подставляя выражение (2.72) и (2.73) в (2.74), получим:

$$\Delta = km_{п.с.}^{1,5} / (J_M V_M \bar{B}_Г). \quad (2.74)$$

Поскольку

$$J_M = (B_M + \mu_0 H_M) / \mu_0,$$

где \bar{B}_M , H_M — параметры кривой намагничивания материала магнитной системы, выражение (2.74) примет вид

$$\Delta = km_{п.с.}^{1,5} / [(c_M + \mu_0 H_M) V_M H_G]. \quad (2.75)$$

Если масса оси и других конструктивных элементов подвижной системы m_k мала по сравнению с массой магнита m_M , можно считать

$$m_{п.с.} = m_M = \gamma_M V_M, \quad (2.76)$$

где γ_M — плотность материала магнита.

В этом случае выражение (2.75) примет вид

$$\Delta = k \sqrt{V_M} \gamma_M^{1,5} / [H_G (B_M + \mu_0 H_M)]. \quad (2.77)$$

В случае же, когда массой конструктивных элементов пренебречь нельзя, имеем $m_{п.с.} = m_k + m_M$. Тогда

$$\Delta = \frac{k (m_k + m_M)^{1,5}}{V_M (B_M + \mu_0 H_M) H_G} = \frac{k \gamma_M (m_k + m_M)^{1,5}}{(B_M \mu_0 H_M) H_G m_M}. \quad (2.78)$$

Минимум угла застоя получается при условии $d\Delta/dm_M = 0$, откуда $m_M = 2m_k$.

Поскольку для реальных компасов чаще всего выполняется условие (2.75), условием оптимальности (2.76) на практике пользуются весьма редко. Борьба за уменьшение сил трения ведется известными методами: применением соответствующих подшипников и выбором материала и формы оси магнитной системы. Магнитные системы, размещаемые в жидкости, снабжаются поплавками для придания им нейтральной плавучести, что также ведет к уменьшению трения в опорах.

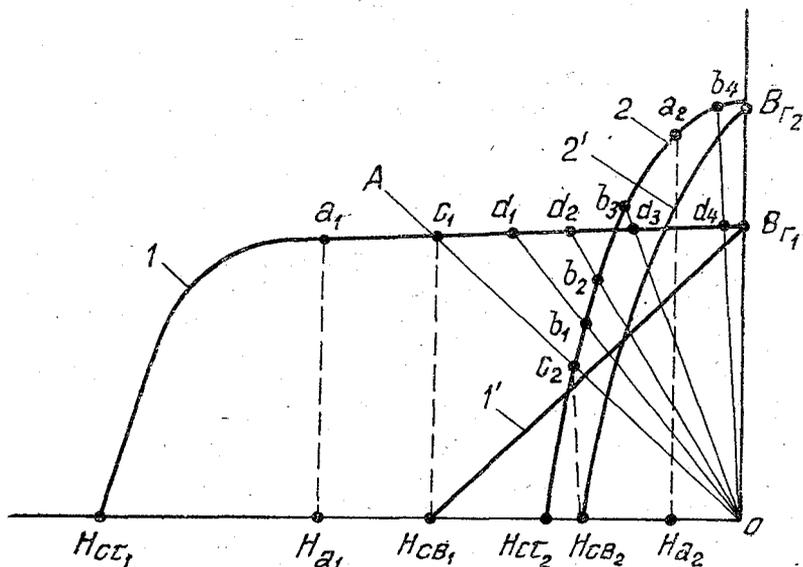


Рис. 2.24. Кривые намагничивания.

Другой путь уменьшения угла застоя состоит в выборе магнитов из материалов с максимальной намагниченностью. Все существующие магнитотвердые материалы следует по признаку свойств получаемых из них магнитов делить на две группы [83]. На рис. 2.24 представлены кривые намагничивания $\mu_0 J = f(H)$ материалов первой группы, для которых характерно соотношение $\mu_0 H_c / B_r > 1$ (кривая 1) и материалов второй группы, характеризующихся соотношением $\mu_0 H_c / B_r < 1$ (кривая 2). Там же построены две производные кривые $1'$ и $2'$ размагничивания по индукции $B = \mu_0 (J - H)$, полученные из кривых 1 и 2 на основании известного соотношения $B = \mu_0 (J - H)$. Абсциссы точек c_1 и c_2 пересечения прямой OA с угловым коэффициентом μ_0 и кривых 1 и 2 определяют значения коэрцитивной силы H_{cb1} и H_{cb2} .

Кривые 1 и 2 имеют линейный участок, заключенный между осью абсцисс и началом колена (точки a_1 и a_2). Абсциссы точек a_1 и a_2 есть H_{a1} и H_{a2} . У кривой 1 $H_{a1} > H_{cb1}$, а у кривой 2 $H_{a2} < H_{cb2}$.

Случай $H_a = H_{св}$ является критическим, в соответствии с этим материалы первой группы называются закритическими, а материалы второй группы — докритическими.

Магниты, выполненные из закритических материалов (например, $SaCas$), имеют следующие свойства, недостижимые у магнитов из докритических материалов: независимость магнитного момента от формы магнита, способность полностью восстанавливать магнитный поток в процессе магнитного возврата.

Магнитный момент равномерно намагниченного магнита $M_m = J_m V_m$. На рис. 2.24 приведены четыре линии схода $Od_1 - Od_4$, соответствующие магнитам в виде тонкой пластинки, длинного цилиндра, намагниченного по диаметру, шара и длинного цилиндра, намагниченного по оси. Эти магниты имеют проницаемость формы соответственно 1,01; 2; 3 и 35. Точки $d_1 - d_4$ определяют остаточную намагниченность магнитов из закритического материала, а точки $b_1 - b_4$ — остаточную намагниченность магнитов из докритического материала. Из рис. 2.24 следует, что намагниченность $\mu_0 J_m$, а следовательно, и магнитный момент M_m у магнитов из закритического материала практически не зависят от формы магнита, а у магнитов из докритического материала зависят очень сильно.

В настоящее время для изготовления магнитных систем стрелочных компасов применяются сплавы типа альнико. Лучшие из них, такие как ЮНДК35ТАА или НЮДК40Т8АА, обладают достаточно высокими магнитными свойствами. Однако эти сплавы относятся к группе докритических, и их магнитный момент зависит от длины магнитов. В связи с этим стрелки компасов выполняются либо в виде цилиндров намагниченных аксиально с большим отношением длины к диаметру, либо в виде удлиненных брусков. Увеличение магнитного момента путем увеличения длины стрелок крайне нежелательно, поскольку при этом увеличиваются габариты магнитной системы и ухудшаются ее динамические характеристики.

Уникальные магнитные свойства интерметаллических соединений редкоземельных элементов, обладающих высокой коэрцитивной силой и магнитной энергией, позволяют осуществить миниатюризацию магнитных систем, отказаться от традиционных конструктивных решений. Рассмотрим в этой связи вопрос о выборе частоты свободных колебаний магнитной системы [70]. Если магнит, обладающий динамическим моментом инерции $M_{и}$ и магнитным моментом M_m находится в геомагнитном поле напряженностью H_r , то период T его свободных колебаний выражается формулой

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{M_{и}}{M_m H_r}} = 2\pi \sqrt{\frac{M_{и}}{(B_m + \mu_0 H_m) V_m H_r}}. \quad (2.79)$$

Так как $M_{и} = V_m \gamma_m R_{и}^2$ (V_m — объем, γ_m — плотность, $R_{и}$ — радиус инерции магнита), то

$$T = 2\pi R_{и} \sqrt{r / [(B_m + \mu_0 H_m) H_r]}. \quad (2.80)$$

Тогда частота собственных колебаний

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi R_{\text{н}}} \sqrt{(B_{\text{м}} + \mu_0 H_{\text{м}}) H_{\text{г}}/\gamma}.$$

Следует отметить, что динамические свойства стрелочных первичных измерительных преобразователей направления течения, которые, как правило, подвергаются воздействию различного рода динамических нагрузок (линейных и угловых ускорений), не всегда отвечают современным требованиям. Поэтому основные параметры катушки: магнитный момент, момент инерции, масса и момент трения в опорах, должны выбираться, исходя из совокупности динамических нагрузок в реальных условиях эксплуатации и метрологических требований к преобразователю. Критериями выбора типа преобразователя угла направления в электрический сигнал, очевидно, являются: точность преобразования, энергопотребление, технологичность конструкции, удобство эксплуатации и возможность унификации выходного сигнала.

Потенциометрические резистивные первичные измерительные преобразователи направления. В резистивных компасах в качестве преобразующих элементов используются проволочные потенциометры. Потенциометр является звеном в цепи измерительных преобразователей направления и естественно стремление разработчиков к «прецизионности» таких потенциометров. Вопросы конструирования проволочных потенциометров достаточно полно рассмотрены в специальной литературе. Поэтому, не останавливаясь подробно на конструкциях каркасов и намоток, отметим только, что для резистивных компасов важное значение имеют щетки. Именно этот узел часто определяет шум и отказы преобразователя. В рассмотренном нами случае резистивного преобразователя направления весьма важны в смысле повышения точности преобразования малые силы трения и, следовательно, малые контактные давления. В ином случае необходимо обеспечить достаточно большой магнитный момент на оси вращения катушки, что влечет за собой увеличение габаритов магнитной системы и всего компаса в целом. С этой точки зрения более приемлема конструкция компаса с дискретным съемом показаний (рис. 2.25). Основными функциональными элементами являются установленная на опоре 6 катушка 4 с закрепленными на ней парой постоянных магнитов 9 и контактом 2, потенциометр 11 и контактное поле 10, закрепленные на корпусе. Корпус 7 является одновременно каркасом обмотки соленоида 8. Полость первичного преобразователя направления заполнена демпфирующей жидкостью 5. Винт 3, установленный на крышке 1, служит для предотвращения соскакивания катушки с опоры. На этом же рисунке показан его внешний вид.

В момент регистрации показаний в обмотку соленоида, охватывающего рабочий объем компаса, подается постоянный ток. При этом его магнитное поле взаимодействует с полем стрелок, что приводит к появлению момента сил, стремящегося развернуть

катушку в вертикальной плоскости. Установленный на катушке контакт замыкает круговой проволочный потенциометр с контактным полем в точке, соответствующей положению катушки.

Таким образом, в момент включения соленоида можно получить значения сопротивления, напряжения или тока, пропорцио-

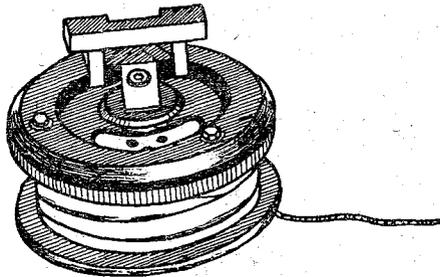
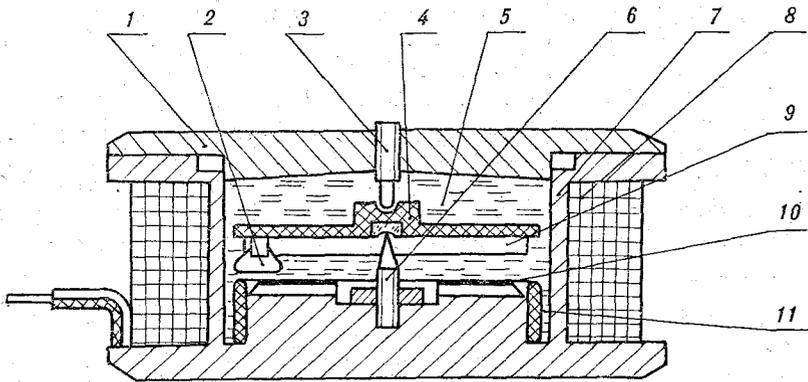


Рис. 2.25. Конструкция и внешний вид резистивного компаса.

нальные углу разворота прибора относительно магнитного меридиана.

Для снижения погрешности, вызываемой колебаниями катушки, рабочая полость компаса заполнена демпфирующей жидкостью, а сам компас подвешен в горизонтальной плоскости с помощью карданова подвеса.

Рассмотренный компас позволяет измерить направления течений с погрешностью не более $+5^\circ$ при разрешающей способности не менее 2° . Время установления показаний компаса не превышает 10 с. Он применяется в самописце течений.

Потенциометрические жидкостные первичные измерительные преобразователи направления течения. Разновидностью преобра-

зователя с потенциметрическим выходом является компас с жидкостным электролитическим преобразователем. В этом компасе катушка помещена в раствор электролита, и ее угловое положение:

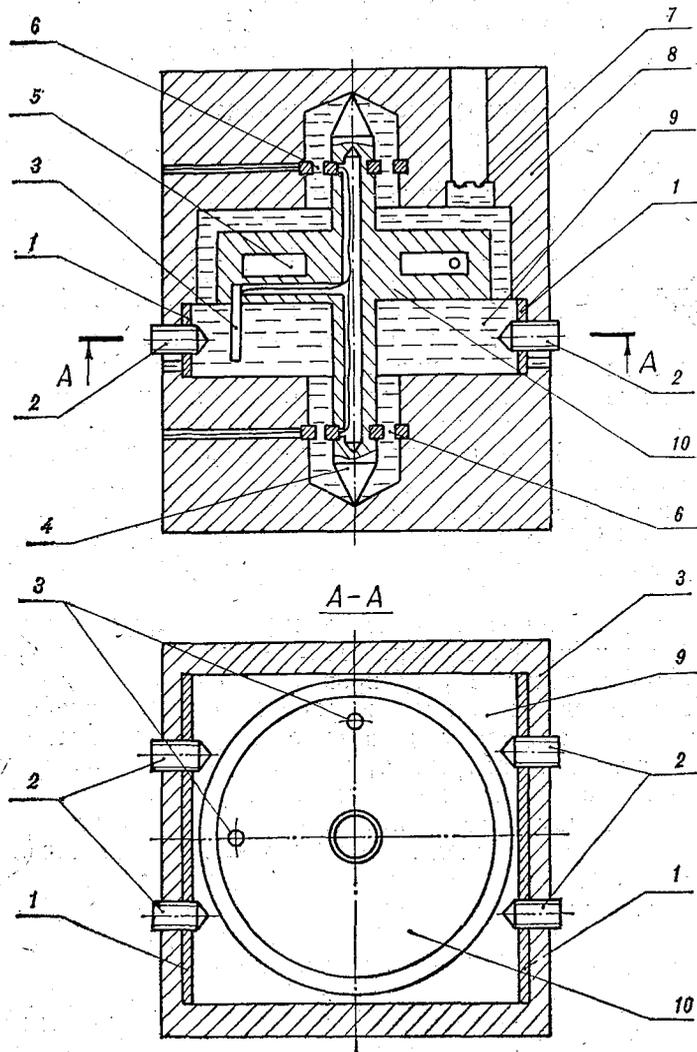


Рис. 2.26. Конструкция синусно-косинусного компаса.

соответствует выходному электрическому сигналу. Основным преимуществом компасов данного типа является отсутствие подвижных механических контактов, что существенно повышает надежность работы преобразователя.

На рис. 2.26 приведена конструкция синусно-косинусного преобразователя направления [72] герметичного исполнения, кото-

рый входит в состав векторно-осредняющего измерителя течения, а на рис. 2.28 показан его внешний вид. Внутренняя полость корпуса 8 из неэлектропроводного материала выполнена в средней части в виде прямоугольного параллелепипеда, а в верхней и нижней частях — в виде цилиндра. Катушка 10 располагается на оси 4, вращающейся в опорах, и содержит магнитную систему 5 и электроды съема 3. На оси и стенках цилиндрических частей корпуса располагаются устройства вывода напряжения 6, представляющие собой титановые кольцевые электроды, расположенные на оси, связанные гальванически с соответствующими электродами объема 3. Питающие титановые электроды 1 располагаются симметрично на противоположных сторонах прямоугольной части корпуса и снабжены регулировочными винтами 2, которые расположены симметрично относительно оси, проходящей через геометрический центр ячейки нормально плоскости питающих электродов 1 на расстоянии от нее, равном $R \sin(\pi/4)$, где R — расстояние от оси вращения катушки до съемных электродов. Расположение регулировочных винтов определяется положениями, соответствующими наибольшему значению погрешности преобразования. Наличие этих винтов условно меняет конфигурацию входных электродов и соответственно распределение формируемого с их помощью электрического поля. Полость корпуса заполнена 0,1 %-ным раствором KCl полностью. Для компенсации температурных расширений электролита предусмотрен компенсатор.

При подаче на питающие электроды напряжения в прямоугольной части ячейки в электролите формируется электрическое поле. Меняя положение регулировочных винтов, можно корректировать распределение поля в рабочей области ячейки таким образом, чтобы создаваемая за счет этого неравномерность его распределения компенсировала неравномерность распределения, возникающую в связи с наличием шунтирующих электролитических связей. С помощью электродов съема, через устройство вывода напряжений на выход преобразователя передаются и напряжения, пропорциональные соответственно синусу и косинусу угла поворота катушки относительно нулевого положения [72].

Компенсация искажений электрического поля, возникающих за счет наличия паразитных связей, значительно (в 5—10 раз) повышает точность преобразования. Наличие такой регулировки в конструкции преобразователя позволило снизить требования к допускам размеров при его изготовлении, т. е. улучшить технологичность конструкции.

Гальваномагнитные преобразователи напряжения. В последнее время широкое практическое применение в самых различных областях техники получили гальваномагнитные преобразователи Холла на основе полупроводниковых материалов, имеющие хорошие характеристики и малые размеры [22]. Эффект Холла заключается в появлении поперечной разности потенциалов (ЭДС Холла) на краях проводящей пластины, помещенной в магнитное

поле перпендикулярно вектору магнитной индукции, при условии, что вдоль пластины протекает электрический ток. Внешний вид преобразователя Холла показан на рис. 2.27.

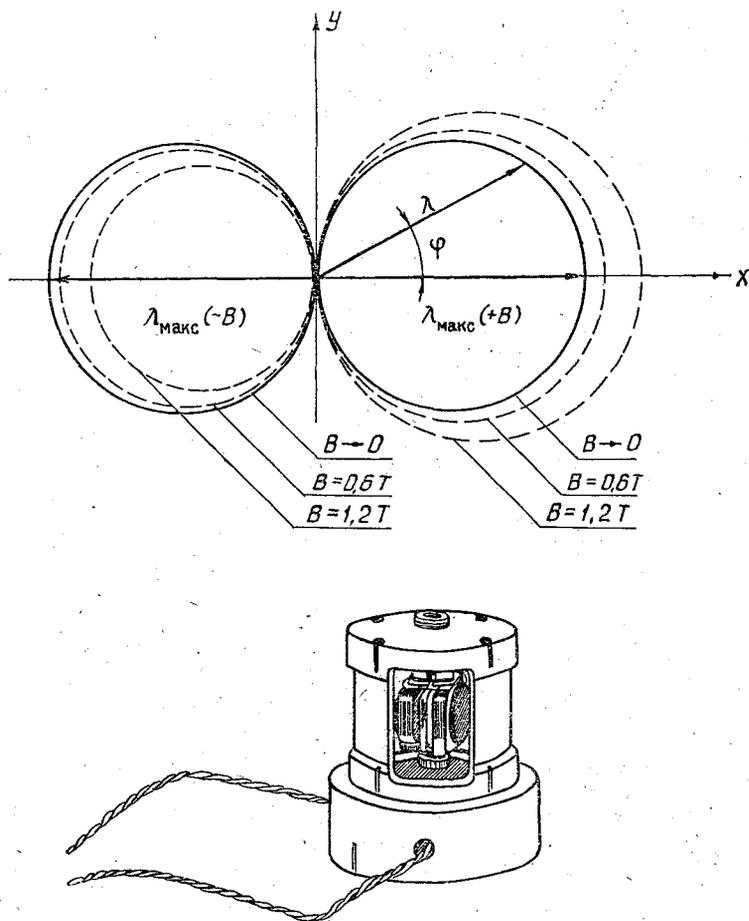


Рис. 2.27. Диаграмма зависимости магнитной индукции от тока питания. Внешний вид датчика Холла.

Важность использования преобразователей Холла для измерений угловых величин определяется их правильными круговыми диаграммами направленности в слабых магнитных полях (до 0,2—0,5 Тл). Зависимость (нормированная по значениям магнитной индукции и тока питания) выходного сигнала λ от угла поворота вектора магнитной индукции φ (относительно магниточувствительной оси преобразователя x) представлена на рис. 2.27.

На рис. 2.28 схематически изображена конструкция стрелочного гальваномангнитного преобразователя [70]. В корпусе 7 на-

ходится катушка 1 с магнитами 2, установленная на оси 3 с помощью подпятников 4. Между разноименными полюсами магнитов, создающих однородное магнитное поле, находятся два

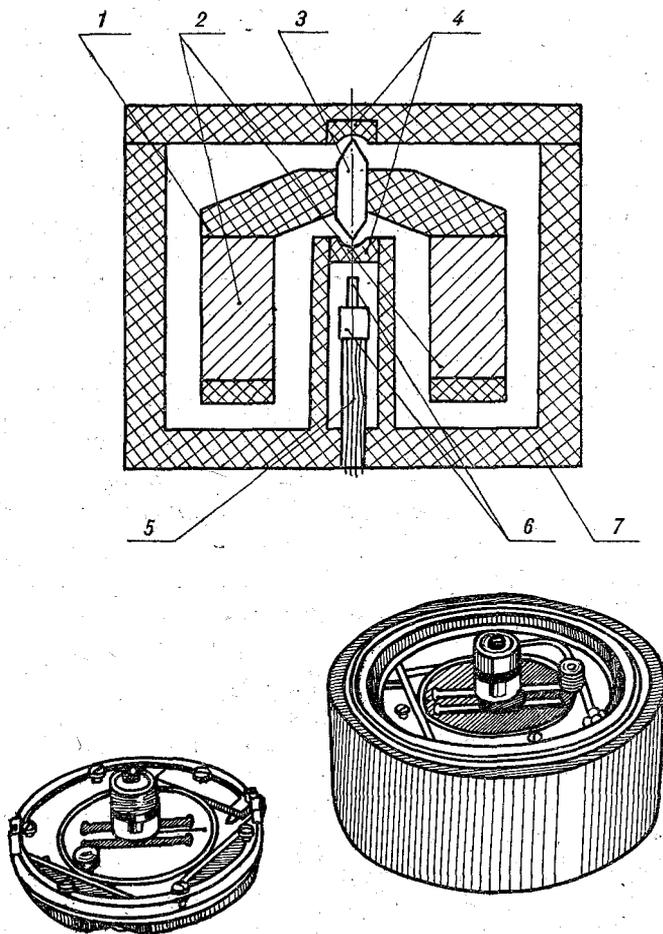


Рис. 2.28. Конструкция стрелочного гальваномагнитного компаса. Внешний вид компасов.

элемента Холла 6, магниточувствительные оси которых взаимно ортогональны. Таким образом, при повороте корпуса первичного преобразователя направления относительно катушки, вектор магнитной индукции которой направлен вдоль направления магнитного меридиана, выходные сигналы элементов Холла будут пропорциональны синусу и косинусу угла между этим направлением и магниточувствительной осью одного из элементов. Этот преобразователь находится в стадии разработки и, по предварительным

данным, при использовании магнитов из редкоземельных материалов позволяет измерять синус и косинус угла направления течения с погрешностью не более $\pm 0,01$ при разрешающей способности не более 0,005 и времени установления показаний 1—2 с [89]. Данные были получены при использовании преобразователей Холла на основе гетерозитаксиальных структур антимоноида индия ПХЭ 606817А. Эти преобразователи имеют чувствительность 150 мкВ/мТл при размерах $2 \times 1,5 \times 0,8$ мм. В катушке использовались два цилиндрических магнита из заготовок диаметром 10 мм и толщиной 5 мм. Таким образом, такой преобразователь направления может быть выполнен весьма небольших размеров по сравнению с существующими стрелочными преобразователями [70].

Унификация первичных измерительных преобразователей направления. Рассмотрим возможность применения гальваномагнитного преобразователя направления течения в качестве унифицированной единицы параметрического ряда. Унифицированными элементами преобразователя, очевидно, являются магниты и элементы Холла, которые выпускаются отечественной промышленностью с самыми разнообразными параметрами и постоянно совершенствуются разработчиками. В соответствии с этим можно ожидать постоянного улучшения характеристик такого преобразователя направления без изменения конструкции преобразователя. Например, применение магнитов из редкоземельных материалов (вместо сплава типа альнико) позволяет увеличить разрешающую способность и уменьшить угол застоя за счет увеличения магнитного момента катушки и индукции в зазоре. Несколькими конструкцией катушки с параметрами, определяемыми условиями эксплуатации и метрологическими требованиями, также могут являться унифицированными элементами первичных преобразователей направления. При необходимости каждая катушка может снабжаться поплавком, а корпус заполняться демпфирующей жидкостью. Независимо от этого могут выбираться элементы Холла, работающие на постоянном, переменном или импульсном токе с тем, чтобы обеспечить требуемую чувствительность, энергопотребление и вид выходного сигнала. В перспективе, при наличии соответствующих требований, возможна работа преобразователей Холла непосредственно от геомагнитного поля, без катушки [89]. Однако в настоящее время это связано с относительно большим энергопотреблением и весьма сложной электронной частью.

Далеко не полный обзор первичных измерительных преобразователей направления, возможных к применению в океанографической измерительной аппаратуре, приведенный в настоящей главе, демонстрирует значительное разнообразие их как по принципу действия чувствительных элементов, так и по методам преобразования углового положения в электрический сигнал. В этих условиях унификация первичных преобразователей направления становится настоятельной необходимостью.

Однако практическое отсутствие единой метрологической базы для аттестации первичных измерительных преобразователей направления в условиях реальных динамических нагрузок не позволяет достаточно полно обосновать целесообразность применения той или иной конструкции и сдерживает создание параметрического ряда первичных преобразователей направления. В качестве унифицированных элементов для отдельных преобразователей можно рекомендовать постоянные магниты с высокой магнитной энергией из редкоземельных металлов и преобразователи Холла, которые находят все более широкое применение в различных областях техники.

2.5. Многофункциональные преобразователи физических параметров

Работы по созданию интегрированных измерительно-вычислительных комплексов, построенных на концепциях агрегатирования, типизации и унификации узлов, блоков и измерительных каналов, решались по следующим направлениям. На основе определения технических требований к комплексам в целом и к отдельным измерителям параметров создавались параметрические ряды измерительных преобразователей для многих параметров. На этой базе решалась вторая задача — создание многоцелевых преобразователей на уровне измерительных каналов. При этом в совокупности рассматривались требования ко всем элементам измерительных каналов для всего диапазона изменчивости физических параметров. Важное место отводилось метрологической аттестации и решению вопросов сопоставимости измерений с помощью измерительных каналов, входящих в один комплекс. Такой подход необходим для расчета вторичных параметров с заданной погрешностью и гарантирует верность получаемых экспериментальных данных. При этом обязательно должны контролироваться метрологические характеристики измерительного канала, диапазон пространственного и временного осреднения и компоновка измерительных модулей в составе комплекса [43].

Унифицированный измерительный канал температуры. В результате анализа, макетирования и метрологической аттестации в качестве унифицированного канала измерения температуры морской воды принят измерительный канал, структурная схема которого приведена на рис. 2.29 (Ю. И. Шаповалов и др.).

Инструментальная систематическая составляющая погрешности измерителя температуры определяется составляющими погрешностей: ПИПТ ($\Delta_{\text{ПИПТ}}$), схемы включения ($\Delta_{\text{сх. вкл}}$), цифро-аналогового преобразователя ($\Delta_{\text{ЦАП}}$), нуля-органа ($\Delta_{\text{н. о}}$). Предполагая статистическую независимость перечисленных погрешностей, систематическую погрешность измерителя температуры можно выразить следующим образом:

$$\Delta_{t_c} = \sqrt{\Delta_{\text{ПИПТ}}^2 + \Delta_{\text{сх. вкл}}^2 + \Delta_{\text{ЦАП}}^2 + \Delta_{\text{н. о.}}^2} \quad (2.81)$$

Допуская равенство слагаемых (принцип равного вклада) и учитывая, что температуру воды необходимо измерять с погрешностью $\Delta t_c = 0,02 \text{ }^\circ\text{C}$, найдем:

$$\Delta_{\text{ипит}} = \Delta_{\text{сх. вкл.}} = \Delta_{\text{цап}} = \Delta_{\text{н. о.}} = \Delta t_c / 2 = 0,01 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Среднее квадратическое значение случайной составляющей погрешности измерителя температуры $\sigma_t(\Delta)$ можно представить в общем виде

$$\sigma_t(\Delta) = \sqrt{\sigma_i^2}. \quad (2.82)$$

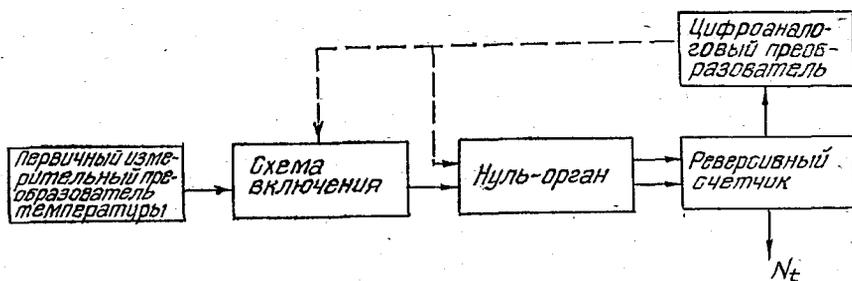


Рис. 2.29. Структурная схема измерителя температуры.

При этом предполагается независимость случайных составляющих погрешностей: нуля-органа $\sigma_{\text{н. о.}}$ и цифроаналогового преобразователя $\sigma_{\text{цап}}$. Если предположить, что $\sigma_{\text{н. о.}} = \sigma_{\text{цап}}$ (при $t = \tau$) и учесть требования к измерительному каналу температуры $\sigma_t(\Delta) = 0,0025 \text{ }^\circ\text{C}$, получим:

$$\sigma_{\text{н. о.}} = \sigma_{\text{цап}} = \sigma_t(\Delta) / \sqrt{2} = 0,002 \text{ }^\circ\text{C}. \quad (2.83)$$

При проектировании измерительного канала учтено, что минимальный сигнал, воздействующий на нуль-орган, должен в два раза превышать его собственные шумы, и поэтому значение случайной составляющей погрешности измерительного преобразователя обусловлено только шумами квантования. В соответствии с требованиями к измерительному каналу он должен обладать следующими метрологическими характеристиками:

Разрешающая способность (при 16 разрядах)	$2,7 \cdot 10^{-5}$
Погрешность	$6 \cdot 10^{-4}$
Время опроса измерительного преобразователя, с	0,25

Унифицированный медный термометр сопротивления, на базе которого построен параметрический ряд первичных измерительных преобразователей температуры, имеет характеристики:

Сопротивление при 0 °С, Ом	100
Температурный коэффициент сопротивления, 1/°С	0,00426
Показатель тепловой инерции, с	0,05

Перегрев при токе 2мА, проходящем через первичный измерительный преобразователь, составляет 0,001 °С. Приведенные характеристики свидетельствуют, что унифицированный чувствительный элемент, на основе которого построен параметрический ряд первичных измерительных преобразователей температуры, соответствует требованиям к проектируемому измерительному каналу температуры.

Чувствительный элемент измерения температуры имеет в качестве выходного параметра измеряемое сопротивление, поэтому практически все схемы измерения сопротивления пригодны для измерения температуры. В процессе проектирования унифицированного измерительного канала температуры для модульных агрегатированных комплексов выполнен анализ, макетирование и метрологическая аттестация потенциометрических мостовых компенсационных измерительных схем с питанием от источников переменного и постоянного тока. При этом для измерения на постоянном токе были исследованы разновидности схем: потенциометрическая, четырехплечный или одинарный мост и шести-плечный или двойной мост, как уравновешенные, так и неуравновешенные [34, 76].

Метрологические характеристики мостов постоянного тока:

Разрешающая способность	$(1-2) \cdot 10^{-7}$
Погрешность	$(1-2) \cdot 10^{-5}$

Цифровые автоматические мосты для измерения сопротивлений имеют, как правило, следующие метрологические характеристики, полученные в лабораторных условиях:

Разрешающая способность	$(2-3) \cdot 10^{-7}$
Погрешность	$1 \cdot 10^{-4}$

На точность измерительных мостов постоянного тока оказывают влияние: отклонение значений сопротивлений моста; влияние сопротивлений подводящих проводов; влияние наводок и термоЭДС переходных контактов; конечный порог чувствительности сравнивающего устройства. Измерительные мосты, работающие на переменном токе, имеют различное схемное построение. По результатам анализа из всего разнообразия схем измерительных мостов, работающих

на переменном токе, предпочтение было отдано резистивным и трансформаторным мостам. Для резистивных уравнивающих мостов характерен ряд недостатков.

Во-первых, плечевые сопротивления требуют сложного технологического процесса изготовления, так как к ним предъявляются высокие требования по точности номинала. Как правило, они изготавливаются из высокоомного стабильного провода путем подгонки. Во-вторых, температурный коэффициент такого провода не обеспечивает работоспособность моста в заданном диапазоне температур, поэтому необходимо осуществлять термостатирование резистивного моста. Следовательно, требуется определенное время вхождения схемы в рабочий режим. В-третьих, плечевые сопротивления из высокоомного провода подвержены деградационным уходом их номиналов, поэтому межповерочный интервал измерительного канала температуры сокращается и в некоторых случаях становится меньше допустимого. В-четвертых, резистивные мосты не обладают достаточной гибкостью в отношении модификации их электрической схемы, поэтому затруднено четырехпроводное включение термометра сопротивления для компенсации влияния соединительных проводов в большом диапазоне контактных переходных сопротивлений.

Но указанные недостатки — это одновременно и пути решения инженерных задач при проектировании унифицированного измерительного канала температуры: изготовление сопротивлений для мостов, их индивидуальная подгонка, термостатирование мостов выше рабочих температур и выбор унифицированной измерительной схемы.

Аналогичные работы по анализу макетирования и метрологической аттестации трансформаторных измерительных мостов показали их достоинства и недостатки. Так, при термостатировании измерительного трансформаторного моста введение активного элемента вносит дополнительные шумы, чувствительность уменьшается и при отношении сигнал/шум, равном 2, схема не может быть реализована для 16-разрядного преобразователя. Максимальное отклонение характеристики преобразования от линейной наблюдается в середине измеряемого диапазона температур и составляет примерно $1,5^{\circ}\text{C}$. Максимальное отклонение характеристики преобразования от аппроксимирующего полинома определяется в основном линейностью коэффициента передачи делителя $R-2R$. По результатам испытаний оно составило \pm единицы младшего разряда для 15-разрядного кода.

Учитывая результаты всесторонних испытаний, достоинства и недостатки всех исследованных схем для унифицированного измерительного канала температуры, отдано предпочтение схеме резистивного моста с питанием от источника переменного тока. В качестве кодирующего преобразователя, предназначенного для преобразования в код выходного сигнала схемы включения первичного измерительного преобразователя, выбран уравнивающий преобразователь следящего типа. Число уровней кванто-

вания принято 2^{16} , исходя из необходимой разрешающей способности.

Статическая погрешность измерительного преобразователя в основном состоит из погрешности квантования, погрешности цифро-аналогового преобразователя и погрешности нуля-органа.

В цифровых следящих преобразователях выходное компенсирующее дискретное значение может приближаться к значению измеряемой величины как сверху, так и снизу. При введении поправки, равной половине единицы младшего разряда ($0,5 h_k$), максимальная погрешность квантования будет равна половине ступени младшего разряда (h_k).

$$\Delta_{\text{кв}} = h_k/2, \quad (2.84)$$

а среднее квадратическое значение погрешности квантования составит при равномерном законе распределения

$$\sigma_{\text{кв}} = h_k/(2\sqrt{3}). \quad (2.85)$$

Если выбрать, что порог чувствительности нуля-органа $\Delta x < h_k/2$, то при значениях $x(t)$, средних между соседними дискретными значениями, возникает режим автоколебаний и появляется «нестабильность» съема отсчетов. При выборе $\Delta x > h_k/2$, т. е. при введении так называемой зоны нечувствительности, «нестабильности» съема отсчетов не возникает.

Погрешность от квантования носит случайный характер и относится к случайной составляющей погрешности. Все остальные составляющие погрешности ИП, обусловленные ЦАП и нуля-органом, можно отнести к систематической составляющей погрешности преобразователя. Динамическая погрешность цифровых следящих преобразователей определяется изменениями $x(t)$ и является следствием запаздывания отработки нового цифрового значения. Динамической погрешностью принято называть максимальную разность между показанием цифрового измерительного прибора и действительным значением измеряемой величины в промежутке времени от начала измерения $x(t)$ до момента установления показания.

Динамическая погрешность измерительного преобразователя с дискретным преобразованием зависит от закона изменения входного сигнала $x(t)$, переходной функции измерительного преобразователя, степени квантования измеряемой величины по уровню и интервала дискретизации по времени. В ИП следящего уравнивания, в которых входная величина $x(t)$ квантуется сначала по уровню, а затем результат измерения выдается в дискретные моменты времени, фактически осуществляется адаптивная самориспособляющаяся дискретизация во времени.

Динамическая погрешность равна

$$\Delta x_d = v_x \Delta T_{\text{от}}, \quad (2.86)$$

где v_x — скорость изменения измеряемой величины в данной точке; $\Delta T_{\text{от}}$ — время отработки одного кванта.

Если $u_x \Delta T_{от}$ превышает ступень квантования h_k , т. е. если $u_x > h_k / \Delta T_{от}$, то динамическая ошибка накапливается.

Зная скорость изменения входной величины и задаваясь допустимым значением динамической погрешности, можно определить необходимое быстродействие измерительного преобразователя.

Так, исходя из заданной скорости изменения входного сигнала, например $6^\circ\text{C}/\text{с}$ (при максимальной скорости зондирования $2\text{ м}/\text{с}$ и градиенте температуры $3^\circ\text{C}/\text{м}$), и задаваясь допустимым значением динамической погрешности $\Delta t_d = \Delta t_{см}/2 = 0,01^\circ\text{C}$, из вы-

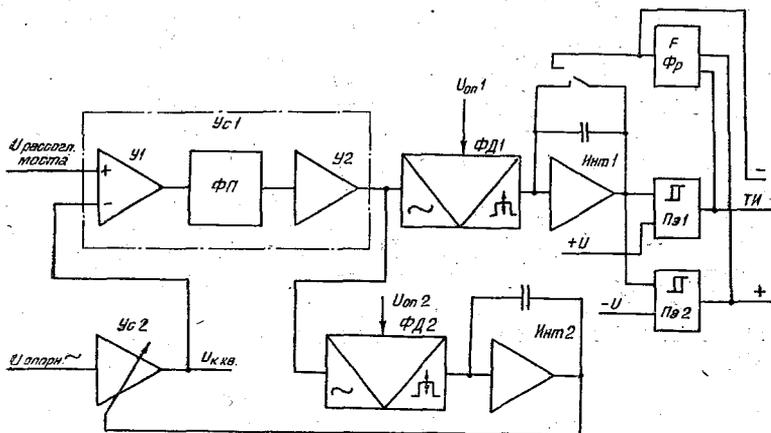


Рис. 2.30. Функциональная схема нуля-органа измерительного преобразователя следящего типа.

ражения (2.86) определяем, что время отработки должно составлять

$$\Delta T_{от} \leq 0,01/6 = 1,66 \cdot 10^{-3} \text{ с}, \quad (2.87)$$

что составляет по частоте $f_{ом} = 1/\Delta T_{от} = 600$ Гц. При $\Delta t_d = h_k = 0,0006^\circ\text{C}$ $\Delta T_{от} = 0,0006/6 = 1 \cdot 10^{-4}$ с, $f_{ом} = 10\,000$ Гц. Из расчетов видно, что обеспечить такое время отработки позволяет применение следящего измерительного преобразователя. Максимально возможная скорость отработки обычно ограничивается динамическим диапазоном нуля-органа и допустимым значением рассогласования (динамической погрешностью). Принятая схема резистивного измерительного моста относится к амплитудно-фазовым мостам полууравновешенного типа. Уравновешивание данного моста осуществляется по активной составляющей.

Формирователь компенсирующего напряжения (цифроаналоговый преобразователь) формирует напряжение компенсации u_k . При уравновешивании моста на выходе моста присутствует только квадратурное напряжение $u_{кв}$, обусловленное реактивными составляющими элементов моста и наводками. С учетом параметров измерительного моста выбрана схема нуля-органа, которая анализирует фазу выходного напряжения моста (рис. 2.30).

В данной схеме усилитель $Ус1$ предназначен для усиления сигнала разбаланса до значения, необходимого для нормальной работы последующих узлов.

С его выхода сигнал разбаланса поступает на вход синхронного фазового детектора активной составляющей напряжения $ФД1$ и фазового детектора квадратурной составляющей $ФД2$, а замкнутый контур, образованный $Ус1$, $ФД2$, интегратором $Инт2$, $Ус2$ и схемой вычитания, образует аналоговую следящую систему, предназначенную для компенсации сигнала помехи, которым является квадратурная составляющая выходного напряжения моста. На вход усилителя с изменяемым коэффициентом усиления $Ус2$ поступает опорное гармоническое напряжение компенсации квадратурной составляющей $u_{к. кв}$ (см. рис. 2.30), находящееся в противофазе с квадратурным напряжением $u_{кв}$. В зависимости от напряжения на выходе $ФД2$ это напряжение изменяется по амплитуде и вычитается из выходного сигнала $Ус1$. С выхода $ФД1$ сигнал поступает на вход интегратора $Инт1$, выполняющего роль фильтра нижних частот и усилителя и далее на два пороговых элемента $ПЭ1$, $ПЭ2$, каждый из которых формирует при срабатывании импульсы счета, поступающие на реверсивный счетчик. Уровень порога срабатывания пороговых элементов выбирается из условия обеспечения стабильности единичного отсчета

$$|u_{пор. 1}| = |u_{пор. 2}| \geq \Delta u_{кв}/2. \quad (2.88)$$

Эти же импульсы осуществляют установку интегратора $Инт1$ в исходное состояние. Таким образом, замкнутый контур, состоящий из интегратора $Инт1$, пороговых элементов $ПЭ1$, $ПЭ2$ и формирователя $Фр$, образует преобразователь «Напряжение — частота», тем самым обеспечивая адаптивный режим работы следующего измерительного преобразователя.

Делитель напряжения выполнен на делителях $R-2R$ типа $СЭС16К1$, и на его основе построен цифроаналоговый преобразователь измерительного канала температуры.

В целом измерительный канал температуры включает в себя следующие узлы: генератор, мост измерительный, первичный измерительный преобразователь температуры, нуль-орган, преобразователь код—напряжение, реверсивный счетчик, устройства ввода—вывода, интерфейса и блок питания.

Работа измерительного канала температуры осуществляется следующим образом: первичный измерительный преобразователь, на который воздействует измеряемая температура, подключен на вход моста, который запитывается напряжением опорного генератора частотой 10 кГц. С выхода моста сигнал разбаланса поступает через преобразовательный усилитель x на вход нуль-органа, который усиливает его до напряжения, достаточного для надежного срабатывания устройства управления реверсивным счетчиком.

В состав нуль-органа входят: основной усилитель ($У1$, ФП, $У2$); фазовый детектор активной составляющей сигнала разбаланса ФД2; интегратор ИНТ2 с обнуляющим ключом КН; детектор квадратурной составляющей сигнала ФД1; интегратор ИНТ1; функциональная группа ФД, представляющая собой балансный модулятор.

Для работы фазовых детекторов в опорном генераторе вырабатываются с помощью фазовращателей ФГ1, ФР2 два сдвинутых на 90° напряжения ОН1 и ОН2 (ОН3). Напряжение ОН3 поступает на вход модулятора ФГ-нуль-органа, где в зависимости от управляющего сигнала с выхода интегратора Инт1 изменяется по амплитуде и поступает на второй вход дифференциального усилителя $У1$, в котором осуществляется компенсация квадратурной составляющей сигнала. Напряжение с интегратора Инт2 в зависимости от его знака несет информацию о недокомпенсации или перекомпенсации измерительного моста температуры. Оно поступает в реверсивный счетчик на входы пороговых элементов, которые срабатывают, естественно, при перекомпенсации или недокомпенсации. Импульсные сигналы с выходов пороговых элементов управляют работой элемента с тремя состояниями на триггерах, которые исключают ложные срабатывания реверсивного счетчика от помех.

Через схемы совпадения сигналы с выходов устанавливают RS-триггер режима счета в состояние единицы или нуля, что соответствует суммированию или вычитанию реверсивного счетчика. Через первую сборку, формирователь и схему совпадения эти же сигналы формируются в импульсы счета, поступающие на реверсивный счетчик. Через третий формирователь и вторую сборку вырабатывается импульс обнуления интегратора Инт2, являющийся импульсом начальной установки измерительного преобразователя. Для устранения возможного «залипания» преобразователя в случае потери импульса обнуления под воздействием помехи вырабатываются импульсы обнуления с частотой, равной минимальной частоте преобразования. Для устранения явления заклинивания реверсивного счетчика служит дешифратор граничных кодов, который вырабатывает запирающие потенциалы на схемы совпадения при нулевом и максимальном коде.

С выхода реверсивного счетчика параллельный двоичный код поступает в преобразователь «код—напряжение» на вход функциональных групп ФГ1 и ФГ2, представляющих собой схемы управления и разрядные ключи весовых сопротивлений декодирующей матрицы $R-2R$.

Преобразователь код—напряжение запитывается с генератора тем же напряжением («пит. моста»), что и измерительный мост, что исключает влияние изменения питающего напряжения переменного тока на работу измерительного преобразователя.

Для исключения влияния внешней температуры на результаты измерения резистивный мост температуры и предварительный усилитель помещены в активный термостат. С выхода реверсив-

ного счетчика параллельный 16-разрядный код поступает на устройство ввода—вывода, предназначенное для синхронизации работы измерителя температуры с центральным прибором. С выхода устройства ввода—вывода последовательный код информации вместе с кодом длины слова поступает в интерфейс центрального прибора. Синхронизация работы измерителя температуры с центральным прибором осуществляется с помощью тактовых импульсов, поступающих с центрального прибора. Блок питания служит для выработки из постоянного напряжения 24—36 В стабилизированных напряжений, необходимых для работы измерителя температуры.

Унифицированный измерительный канал температуры имеет следующие метрологические характеристики [70, 76]:

Диапазон измерения, °С	2—35
Предельное значение систематической составляющей погрешности измерения при доверительной вероятности 0,95, °С	не более $\pm 0,02$
Предельное значение допускаемого среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	не более 0,0025
Выходной код информации	двоичный, 16-разрядный
Номинальная цена единицы младшего разряда выходного кода, °С	не более 0,001
Интервал дискретности измерения, с	не более 0,25
Показатель тепловой инерции первичного измерительного преобразователя при скорости обтекания от 0,5 до 2 м/с, с	не более 0,05

Конструктивно унифицированный измерительный канал температуры выполнен в одном контейнере с измерительным каналом относительной электрической проводимости.

Унифицированный измерительный канал относительной электрической проводимости. При обсуждении материалов проектирования измерительного канала электрической проводимости (ЭП) под относительной электрической проводимостью понимается электрическая проводимость в море или рабочего раствора в градуировочном (поверочном) баке в сравнении с электрической проводимостью нормальной морской воды или раствора. При этом электрическая проводимость нормальной морской воды или раствора хлористого кальция должна определяться при температуре 15 °С.

Непосредственное измерение относительной электрической проводимости *in situ* затруднительно, поэтому целесообразно производить измерение с помощью первичного преобразователя удельной электрической проводимости, а аттестацию измерительного преобразователя в лабораторных условиях осуществлять по относительной электрической проводимости. Таким образом, при дальнейшем изложении материала речь будет идти об измерениях электрической проводимости.

В процессе проектирования унифицированного измерительного канала электрической проводимости были рассмотрены различные методы измерения электрической проводимости.

Контактные методы. Они основаны на принципе переноса зарядов в электрическом поле. Механизм переноса вещества в растворах электролитов может носить диффузионный, конвективный или миграционный характер. Диффузия возникает за счет различий активностей (концентраций) и, следовательно, химических потенциалов в разных частях системы или между двумя системами; конвекция обусловлена переносом частиц потоком движущейся жидкости, а миграция (электропроводимость) — переносом заряда в электрическом поле. В последнем случае выполняется закон Ома, записываемый в обобщенной форме при одномерном рассмотрении так:

$$i = \kappa d\varphi/dx, \quad (2.89)$$

где i — плотность тока, т. е. электрический ток, проходящий через единицу площади поперечного сечения потока; φ — внутренний электрический потенциал фазы, равный бесконечно медленно совершаемой работе переноса единичного электрического заряда из бесконечности в вакууме в точку данной фазы с координатой x ; κ — удельная электрическая проводимость.

Из выражения (2.89) следует, что удельная электрическая проводимость — это коэффициент пропорциональности между плотностью тока и напряженностью электрического поля в проводнике E . С другой стороны, поскольку сопротивление R любого однородного проводника прямо пропорционально его длине L и обратно пропорционально площади S его поперечного сечения, удельная ЭП электролита представляет собой ЭП проводника с единичными размерами, т. е. куба, длина ребра которого равна единице:

$$\kappa = 1/\rho = (1/R)(l/S) = K/R, \quad (2.90)$$

где K — геометрическая постоянная первичного преобразователя электропроводимости.

Контактные методы в настоящее время достаточно глубоко теоретически обоснованы.

Наиболее широкое распространение нашел контактный метод переменного тока низкой частоты. Частоты питания измерительных систем, служащих для измерения ЭП электролитов, каким является морская вода, рекомендуется выбирать в диапазоне 3000—10 000 Гц [70], что связано с влиянием поляризации электродов, имеющих прямой контакт с электролитом.

Контактные преобразователи обладают высокими КПД и малыми объемами осреднения, позволяющими измерять мелко-масштабную структуру поля ЭП. Поэтому для построения измерительного преобразователя ЭП выбрано и это направление, как наиболее перспективное. Известно большое разнообразие типов контактных ППЭ и схем их включения в измерительную цепь.

Рассмотрим только те конструкции датчиков и схем, которые могут быть использованы для измерения ЭП морской воды *in situ*.

Анализ существующих конструкций контактных ППЭ показывает, что высокая точность контактных преобразователей достигается благодаря применению ячеек с тремя и более (до 7) электродами, что позволяет резко снизить влияние поляризации и загрязнения электродов на точность измерений. Влияние загрязнения зависит, кроме того, и от конструкции ячейки, расположения электродов и схемы включения ее в измерительную цепь. В [88] приводятся описания конструкции и схем включения четырехэлектродных ячеек. Инструментальная погрешность указанных измерительных преобразователей не превышает 0,02 и 0,005 мСм/см соответственно.

При использовании 3- и 4-электродных ячеек проточного типа и рассмотренных выше необходимо учитывать при проектировании то, что силовые линии электрического поля не локализованы в калиброванном отверстии, а замыкаются вне его, что сказывается на погрешности измерения. Для устранения этого недостатка предложены: 4-электродная ячейка оригинальной конструкции, в которой электроды расположены коаксиально; 5, 6, 7-электродные ячейки [70, 76].

Примером измерительной схемы с использованием многоэлектродного датчика может служить схема, предложенная У. Кребелем и используемая в СТД-системе Кильского университета.

Благодаря использованию в ячейке семи электродов силовые линии поля замыкаются внутри калиброванного отверстия, тем самым исключается шунтирующее влияние внешней проводящей среды при помещении ячейки в раствор.

Испытание макета измерительного канала с многоэлектродным первичным измерительным преобразователем электрической проводимости дали вполне удовлетворительные результаты. Этот метод измерений может быть в дальнейшем использован как базовый в унифицированном измерительном канале электрической проводимости.

Бесконтактные методы. Из бесконтактных методов широкое применение нашел индуктивный метод измерения ЭП, основанный на принципе электромагнитной индукции. Для высокоточных измерений используют двухтрансформаторные схемы [70, 76]. В двухтрансформаторной схеме Тр1 — трансформатор напряжения, Тр2 — трансформатор тока. В ППЭ, образованном тороидальными трансформаторами, имеется отверстие, благодаря которому образуется замкнутый проводящий виток воды. В результате этого входной импеданс первичной обмотки одиночного трансформатора или коэффициент передачи связанных витком воды двух трансформаторов оказывается зависимым от проводимости воды G :

$$z_{вх} = R_1 + j\omega L_{15} + \frac{j\omega L_H [j\omega L_{25} + 1/(G'x)]}{j\omega L_{15} + j\omega L_{25} + 1/(G'x)}, \quad (2.91)$$

где R_1 — активное сопротивление входной обмотки; L_{15} — индуктивность рассеяния входной обмотки; L_H — индуктивность намагничивания; L_{25} — приведенная ко входу индуктивность рассеяния воды; G — приведенная ко входу проводимость витка; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота питающего напряжения.

Коэффициент передачи ППЭ

$$a_x = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{\omega_2 \omega_6 j \omega L_3}{\omega_1 \omega_3 [1 + j \omega G (L_2 + L_3)]} \quad (2.92)$$

Из выражения (2.92) видно, что коэффициент передачи зависит от стабильности электромагнитных свойств трансформаторов, активных сопротивлений обмоток, индуктивностей рассеяния, индуктивностей намагничивания и от витка связи. Добиться линейности коэффициента передачи можно при условии

$$\omega (L_2 + L_3) / G \ll 1. \quad (2.93)$$

Поскольку диапазон изменения рабочей температуры, в которой находится ППЭ, достаточно велик (от -2 до 35°C), то стабилизировать названные параметры довольно трудно. Проводимость водного витка в индуктивных ППЭ связана с удельной ЭП через геометрическую постоянную K_x :

$$x = G_v K_x, \quad (2.94)$$

где G_v — проводимость витка; $K_x = KL_x/S_x$ — геометрическая постоянная; L_x — длина калиброванного отверстия; S_x — средняя площадь сечения калиброванного отверстия.

Из-за сложной формы водного витка на геометрическую постоянную оказывает влияние не только внутренняя полость калиброванного отверстия, но и внешняя поверхность, а также окружающие тела, попадающие в область витка. В работах С. В. Доценко [36] приводятся подробные расчеты объема водного витка и геометрической постоянной индуктивного преобразователя. Индуктивные двухтрансформаторные преобразователи представляют собой как бы трансформаторный мост, где G_v является одним плечом. В связи с этим измерение проводимости витка можно вести с помощью как неуравновешенного моста, так и уравновешенного.

Схемой, в которой применяется индуктивный преобразователь неуравновешенного типа, является схема, используемая в СТД-зондах фирмы «Биссет-Берман» (США) [70, 72]. Недостаток такого рода схем заключается в том, что для повышения точности измерений необходимо применять магнитные материалы с высокой стабильностью проницаемости, либо компенсировать нестабильность характеристик.

Чаще используются уравновешенные мостовые схемы. Они имеют линейный характер характеристики преобразования. В работах [70, 72] рассмотрены два варианта такой схемы с применением индуктивного преобразователя: первая — с уравновешиванием с помощью магазина проводимости; вторая — с уравнове-

шиванием с помощью делителя напряжения. Данные схемы имеют равные метрологические характеристики, но применению управляемых делителей напряжения, например, с двойной шкалой деления, которыми являются делители $R-2R$, следует отдать предпочтение.

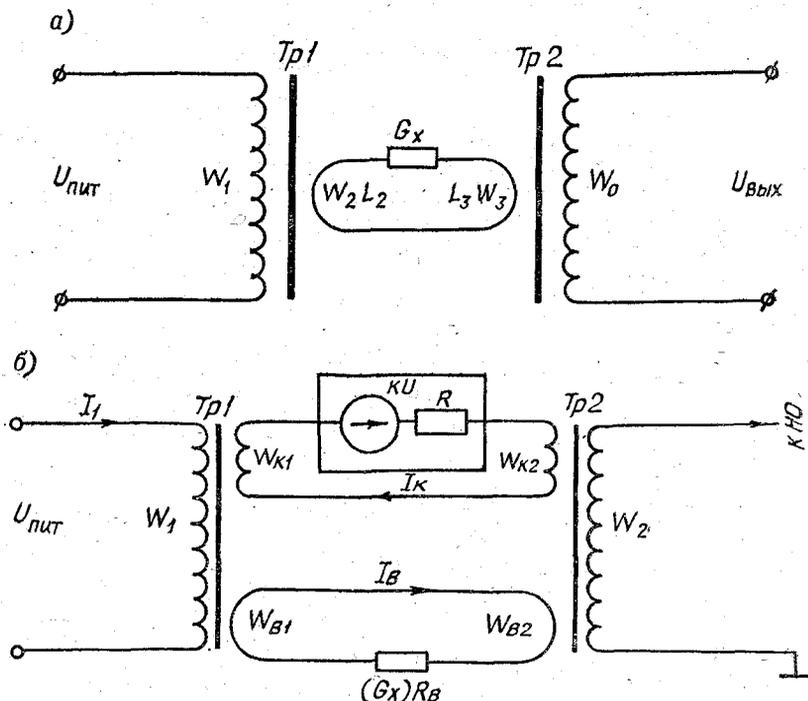


Рис. 2.31. Двухтрансформаторная схема измерения электропроводимости (а) и схема с делителем напряжения (б).

Данный вариант электрической схемы, нашедший применение в гидрофизическом зондирующем комплексе (В. В. Холкин, Ю. И. Шаповалов и др.), представлен на рис. 2.31 б и взят за основу при проектировании.

При подключении питания переменного тока к обмотке W_1 трансформатора Tr1 на «виток» воды наводится ЭДС и по «витку» воды протекает ток I_B

$$I_B = \frac{U_{пит} W_{B1}}{W_1} \frac{G_B}{1 + j\omega G_B (L_{B1} + L_{B2})}. \quad (2.95)$$

Этот же ток охватывает сердечник трансформатора Tr2, тем самым наводит в выходной обмотке W_2 ЭДС. Одновременно на компенсационную обмотку $W_{к1}$ Tr1 наводится ЭДС и по замкнутому компенсационному контуру протекает ток компенсации

$$I_k = \frac{kU W_{к1}}{W_1 [R + j\omega (L_{к1} + L_{к2})]}.$$

Под действием тока компенсации I_K на трансформаторе Тр2 создается встречный компенсирующий поток и в выходной обмотке W_2 наводится ЭДС компенсации, пропорциональная коэффициенту передачи делителя $R - 2R$. В момент уравнивания встречные магнитные потоки равны и выходное напряжение на обмотках будет равно нулю. Для плеч такого трансформаторного моста будет выполняться следующее условие:

$$\frac{W_{B1}}{W_1} \frac{G_B W_{B2}}{1 + j\omega G_B (L_{B1} + L_{B2})} = \frac{k W_{K1} W_{K2}}{W_1 [R + j\omega (L_{K1} + L_{K2})]} \quad (2.96)$$

Поскольку обмотки W_{K1} и W_{B2} , W_{K2} и W_{B1} намотаны на одних и тех же сердечниках, то изменение индуктивности L_{K1} , L_{B1} , L_{K2} и L_{B2} не нарушают равенства в момент баланса трансформаторного моста.

Используемый в зондирующем комплексе измерительный преобразователь [76] имеет разрешающую способность 5 мкВ (для 14-разрядного двоичного преобразователя). Для 16-разрядного преобразователя минимальное значение выходного сигнала 1,25 мкВ.

Повышение чувствительности ППЭ возможно за счет повышения напряжения питания, увеличения тока в «витке» воды, повышения рабочей частоты, повышения индукции в сердечнике и увеличения количества витков $W_{ВЫХ}$. С другой стороны, увеличение частоты нецелесообразно из-за увеличения паразитных явлений вследствие возрастания реактивностей и роста электромагнитных наводок. Увеличение магнитной индукции в сердечнике Тр1 ограничено линейным участком намагничивания.

С учетом результатов макетирования электрической схемы при напряжении питания $U_{ПИТ} = 5$ В и рабочей частоте 10 кГц минимальное значение выходного сигнала для 16-разрядного преобразователя составляет 3 мкВ амплитудного значения. Уровень шума предварительного усилителя, приведенный ко входу, составляет 1 мкВ, таким образом, выполняется условие для отношения сигнал/шум

$$U_{с\ мин}/U_{ш} \geq 2.$$

Задаваясь минимально допустимым значением тока ΔI_K , связанного с нестабильностью ΔR выходного сопротивления делителя, определим допустимое отклонение выходного сопротивления уравнивающего делителя. После дифференцирования получаем

$$\frac{dI_K}{dR} = - \frac{RU_{П} W_{K1}}{W [R + j\omega (L_{K1} + L_{K2})]} \quad (2.97)$$

Отбрасывая в выражении (2.97) индуктивные сопротивления обмоток L_{K1} и L_{K2} ввиду их малости, подставляя выбранные данные преобразователя и переходя к приращениям, получим:

$$\Delta I_K = 0,428 \cdot 10^{-7} \Delta R.$$

Задавая допустимым изменением тока

$$\Delta I_k = \frac{8(I_{в макс} - I_{в мин})}{2^{16} - 1} \frac{W_{в2}}{W_{к2}} = 2,5 \cdot 10^{-8} \text{ А,}$$

связанного с изменением сопротивления делителя, что в эквиваленте по удельной ЭП составляет 0,005 мСм/см, получим, что ΔR не должно превышать 0,57 Ом для делителя с выходным сопротивлением $R = 5000$ Ом. В диапазоне температур до 37 °С температурный коэффициент выходного сопротивления делителя не превышает

$$C_R \leq 0,6 \cdot 10^{-5} \text{ 1/}^\circ\text{C.}$$

Индуктивный первичный измерительный преобразователь имеет хорошие характеристики, и на его основе создан унифицированный измерительный канал электрической проводимости.

Измерительный канал электрической проводимости построен аналогично измерительному каналу температуры. В качестве измерительного преобразователя применен уравнивающий преобразователь следящего типа.

Испытания макета подтвердили следующие характеристики:

Диапазон измерения электрической проводимости, мСм/см	до 64,6
Цена единицы младшего разряда, мСм/см	0,000986
Среднее квадратическое отклонение статической характеристики преобразования от образцовой меры, мСм/м	0,0013
Время отработки единицы младшего разряда, мс	0,5
Частота отработки, кГц	2
Время вхождения в режим (в худшем случае), с	1,25

Таким образом, результаты испытаний подтвердили правильность выбранных решений, и измерительный преобразователь следящего типа взят за основу унифицированного измерительного канала электрической проводимости.

Унифицированный измерительный канал гидростатического давления. Структурная схема измерительного канала гидростатического давления приведена на рис. 2.32 (В. В. Холкин и др.) и выполнена на основе преобразователя типа ПДВ-200А.

Измерительный канал состоит из первичного преобразователя давления, делителя частоты, схемы выделения периода, схемы заполнения периода, двоичного счетчика и устройства ввода-вывода. Число разрядов выходного кода преобразователя — 13, что обеспечивает необходимую чувствительность.

Предел допускаемой основной погрешности, %	не более 0,15
Предел допускаемой дополнительной погрешности, вызванной изменением температуры окружающей среды на каждые 10 °С в диапазоне от —40 до 40 °С, %	не более 0,3
Время переходного процесса преобразователя при скачке измеряемого давления от верхнего предела измерения до нуля, с	не превышает 0,1

Реализация схемных решений измерительного канала давления не имеет каких-либо особенностей, требующих описания, и поэтому мы ограничиваемся изложенными сведениями. Конструктивно канал гидростатического давления при модульном построении комплекса располагается в центральном приборе. Связь со средой осуществляется посредством сильфона, заполняемого мас-

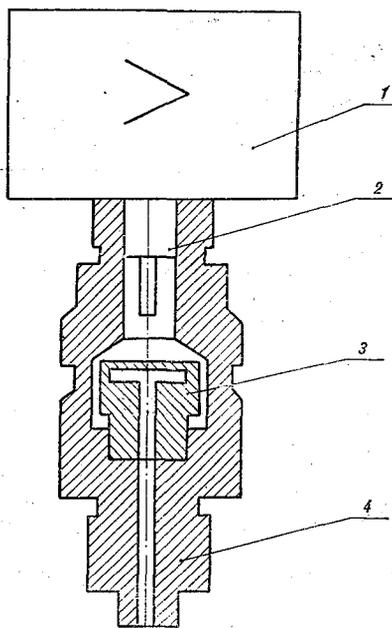


Рис. 2.32. Измерительный канал гидростатического давления

1 — электронное устройство; 2 — гермоввод; 3 — мембранный тензопреобразователь; 4 — корпус.

лом. Метрологические характеристики унифицированного измерительного канала гидростатического давления следующие:

Диапазон, МПа	0—200
Единица младшего разряда, МПа	0,0029
Суммарная погрешность, МПа	0,0025

Вторым вариантом, и на данное время более перспективным, построения унифицированного измерительного канала гидростатического давления является измерительный канал, построенный на базе измерительных преобразователей давления типа «Сапфир-22». Эти преобразователи предназначены для преобразования измеряемого параметра — гидростатического давления — в унифицированный токовый выходной сигнал.

Преобразователь состоит из измерительного блока, в котором размещается чувствительный элемент, и электронного устройства (рис. 2.33).

Чувствительным элементом тензопреобразователя является пластина из монокристаллического сапфира.

Электронное устройство преобразователя осуществляет температурную коррекцию тензопреобразователя и преобразует изменение сопротивления тензопреобразователя в токовый выходной сигнал.

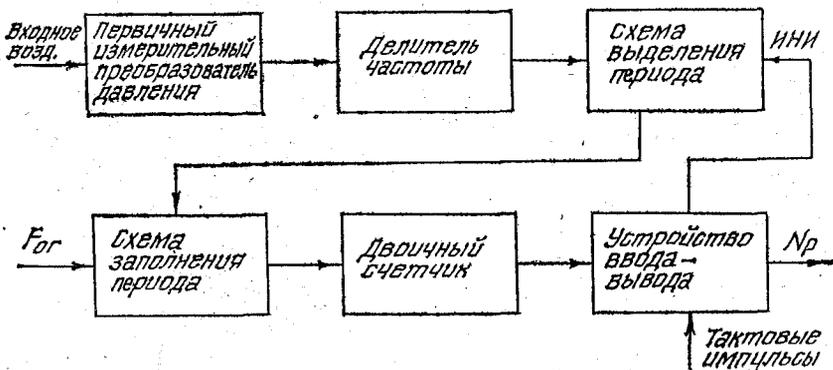


Рис. 2.33. Преобразователь типа «Сапфир-22».

В соответствии с техническими условиями промышленностью выпускаются преобразователи «Сапфир-22», имеющие следующие метрологические характеристики:

Диапазон измеряемых избыточных давлений	от 0,25 кПа до 100 МПа (в зависимости от модели)
Основная погрешность, %	0,1
Дополнительная погрешность, связанная с изменением температуры окружающей среды	0,1 % на 10 °С
Зона нечувствительности преобразователя, % P_{\max}	≤ 0,05
Стабильность за 1 мес, % P_{\max}	± 0,1

С целью определения нелинейности характеристики преобразователя, дополнительной погрешности, связанной с изменением температуры окружающей среды, и собственных шумов электроники были проведены лабораторные испытания с тремя преобразователями «Сапфир-22ДИ», модель 2161 с диапазонами измерения 0—6, 0—10, 0—16 МПа, класса 0,5.

Испытания показали, что для индивидуальной градуировочной характеристики при аппроксимации передаточной характеристики преобразователя полиномом 1-й степени ее нелинейность не превышала 0,06 %, а при аппроксимации полиномом 3-й степени нелинейность составила 0,02 %.

Температурные уходы в диапазоне температур от 0 до 40 °С составили 0,09 % на 10 °С.

Таким образом, погрешность преобразователя без учета временного дрейфа составит в рабочих условиях (по данным испытаний)

$$\Delta_{\text{пр}} = \Delta_{\text{а пр}} + \Delta_{\text{пр. т}} \frac{t_{\text{макс}} - t_{\text{мин}}}{2 \cdot 10} = 0,21 \% \quad (2.98)$$

при аппроксимации полиномом 3-й степени и $\Delta_{\text{пр}} = 0,25 \%$ при аппроксимации полиномом 1-й степени.

При использовании данного преобразователя необходимо:

- выполнить конструкцию преобразователя;
- выделить преобразователи: на диапазоны измерений: от 0 до 10 и от 10 до 60 МПа (класса 0,1 %);
- разработать схемы электронного блока с учетом характеристики тензопреобразователя, удовлетворяющего заданным требованиям;

испытать с учетом необходимости уточнения разрешающей способности тензопреобразователя и шумов электронного блока.

Работы по созданию нового измерительного канала гидростатического давления на базе чувствительного элемента «Сапфир» продолжаются, и полученные результаты подтверждают правильность выбранного направления. В дальнейшем унифицированный измерительный канал гидростатического давления, по-видимому, будет проектироваться на базе чувствительного элемента «Сапфир-22».

Унифицированный измерительный канал скорости потока и положения прибора в пространстве. Длительное время при разработке измерителей скорости потока в качестве первичного измерительного преобразователя использовались импеллеры. В настоящее время они еще не утратили своего значения и используются в измерителях течения и двухкомпонентных измерителях течения.

Необходимость увеличения сроков постановки буйковых станций, использования измерительного канала в зондах профиля скоростей течения, снижения энергопотребления потребовали развития методов преобразования измеряемого параметра без использования механических устройств. Анализ различных методов измерения показал, что наиболее приемлемыми могут быть акустические и электромагнитные первичные измерительные преобразователи. Проведенные лабораторные и натурные эксперименты позволили сделать вывод о целесообразности проектирования унифицированного измерительного канала скорости потока акустического типа. Структура унифицированного канала скорости течения приведена на рис. 2.34 (В. Е. Ячменев и др.). При проектировании учтена необходимость стандартного сопряжения между измерителем и центральным прибором, определены сигналы и процедура обмена.

Для измерительного канала скорости применено магистральное построение, наиболее полно удовлетворяющее требованию гиб-

кости структуры погружаемых устройств и параметрам конструктивного сопряжения [12, 19].

Для передачи информации в измерителе скорости потока применен способ асинхронного обмена, обладающий наибольшей гибкостью. При асинхронном методе в иерархии процедур обмена основное значение имеет процедура установления соответствия. Это управляемая передача данных, при которой приборы, участвующие в обмене информацией, подтверждают друг другу соот-

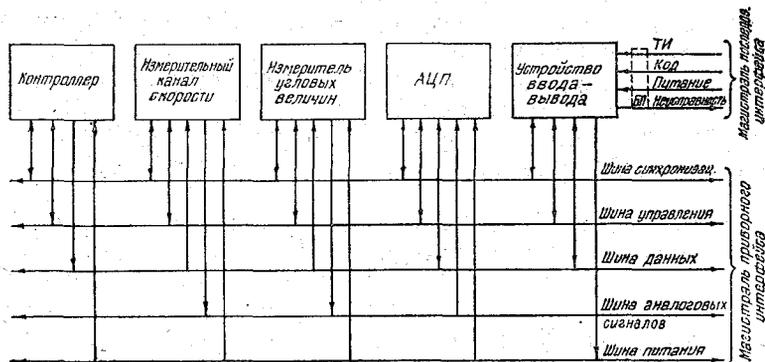


Рис. 2.34. Измеритель скорости течения с магистрально-модульной структурой.

ветствие своих состояний. В режиме обмена данными передатчик выдает данные совместно с адресом, а также управляющие сигналы оповещения или запуска (задержанные на время установления данных и адреса). Приемник воспринимает информацию и формирует ответный управляющий сигнал подтверждения приема или оповещение о завершении приема, после чего все управляющие сигналы передатчика и приемника, а также информационные сигналы блокируются и начинается очередной обмен. Приемник воспринимает информацию и формирует ответный управляющий сигнал подтверждения приема или оповещение о завершении приема, после чего все управляющие сигналы передатчика и приемника, а также информационные сигналы блокируются и начинается очередной обмен.

Такая организация обмена позволяет обеспечить оптимальное соотношение между скоростью передачи данных и временем прохождения сигнала, которое поддерживается автоматически. Кроме того, обеспечивается распознавание помехи в шинах передачи данных приемника в отсутствие управляющих сигналов.

Надежность процедуры обмена сообщениями определяется распределенной иерархией управления, которая в измерителе скорости потока возложена на контроллер блока передачи информации и интерфейсные карты измерителей каналов скорости и угловых величин. Контроллер осуществляет управление через канал

общего пользования и интерфейсные карты измерителей путем их адресации и посылки интерфейсных сообщений. Интерфейсные карты определяют связь с функциональными частями измерителей канала скорости и угловых величин, которая осуществляется посредством местных приборных сообщений: «готов к приему очередного сообщения», «подготовлен новый байт».

Данный обмен универсален и дает возможность включения в канал общего пользования значительного количества измерителей различного типа без изменения организации работы блока передачи информации. Информационная магистраль канала общего пользования имеет 16 линий, объединенных в три основные шины (синхронизации, управления и данных). Алгоритм работы измерителя скорости потока и формат сообщений соответствуют требованиям приборного интерфейса МЭК [76].

Кроме интерфейсных функций, блок передачи информации выполняет преобразование аналоговой информации из измерительных каналов скорости и угловых величин в 16-разрядный двоичный код, а также арифметические операции (сложения и вычитания).

Далее рассмотрим структуру построения измерителей скорости потока и угловых величин.

При разработке унифицированного измерительного канала скорости потока был принят фазовый метод определения времени распространения акустических сигналов в воде в противоположных направлениях. При этом измеряется разность фаз между пакетами встречно направленных высокочастотных сигналов. В качестве унифицированного первичного измерительного преобразователя скорости потока выбран трехкомпонентный акустический преобразователь, конструкция которого приведена на рис. 2.35.

Преобразователь содержит три пары пьезоэлементов, акустические оси которых взаимно перпендикулярны и образуют ортогональную систему координат, повернутую на угол 45° относительно оси корпуса измерителя в направлении его движения. Такое расположение акустических осей обеспечит одинаковую погрешность измерения, вносимую элементами конструкции преобразователя для любого направления измеряемого потока, и упрощает пересчет полученных результатов измерения в составляющие скорости течения в географической системе координат. Длина акустических баз выбрана из условия получения заданных метрологических характеристик измерителя, уменьшения уровня гидродинамических помех, вносимых элементами первичного преобразователя, и равна 180 мм.

Резонансная частота применяемых в преобразователях элементов равна 1,4 МГц и выбрана из условия обеспечения заданных технических требований: диапазона измерений и цены единицы младшего разряда выходного кода.

Макетирование отдельных узлов измерителя, их лабораторные и натурные испытания измерительного канала в составе ком-

плекса подтвердили правильность выбранных технических решений при его проектировании.

Алгоритм работы измерительного канала скорости определен с учетом влияния дестабилизирующих факторов. Для исключения

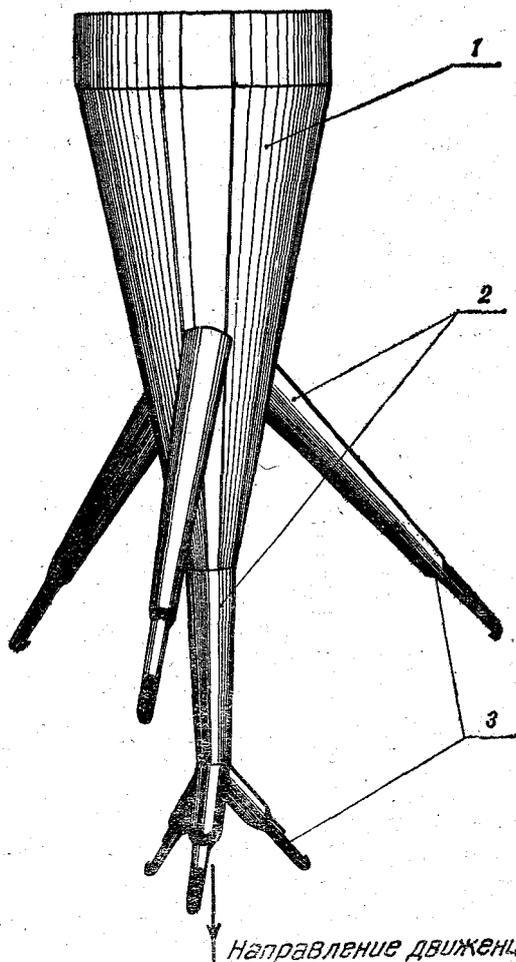


Рис. 2.35. Акустический трехкомпонентный первичный измерительный преобразователь скорости потока.

1 — корпус; 2 — стойка; 3 — пьезо-преобразователь.

влияния времени распространения зондирующих сигналов в диапазоне значений скорости звука 1400—1600 м/с (в акустическом канале с учетом переходных процессов) в измерительном канале скорости предусмотрена задержка принятых сигналов в фазовом детекторе на время 24 ± 2 мкс (равная времени процесса преобразования). Все преобразования сигналов выполняются в одном акустическом канале.

Компенсация погрешности, связанной с нелинейностью преобразования сигналов каждой парой акустических преобразовате-

лей, осуществляется за счет работы канала преобразования, включая фазовый детектор, в два цикла. Погрешность измерения, вызванная изменением скорости звука, учитывается путем привлечения данных измерительного канала скорости звука. В измерительном канале скорости потока информация хранится в аналоговом виде и передается в центральный прибор через интерфейс.

Измеритель угловых величин унифицированного измерительного канала скорости потока спроектирован на базе индукционных датчиков (феррозондов). Основным функциональным узлом преобразователя является феррозонд серийно выпускаемого индукционного датчика типа ИД-6.

Конструктивно феррозонд размещен в сферическом маятнике, который закреплен в карданном подвесе, обеспечивающем горизонтальное расположение феррозонда при наклоне корпуса преобразователя. Пространство между сферическим маятником и корпусом преобразователя заполнено демпфирующей жидкостью. Для снижения погрешности при изменении угла наклона оси карданного подвеса закреплены в немагнитных подшипниках.

На наружной цилиндрической поверхности корпуса выполнена обмотка соленоида. Процесс измерения углов ориентации в преобразователе разнесен во времени. В один период феррозонд измеряет азимутальные составляющие положения погружаемого устройства в пространстве, в другие периоды на обмотку соленоида подается напряжение питания. При этом соленоид формирует магнитное поле, вектор магнитной индукции которого совпадает с продольной осью преобразователя. В этом случае на сигнальных обмотках феррозонда будет формироваться напряжение, пропорциональное углам наклона корпуса преобразователя относительно плоскости горизонта. Таким образом, измеритель угловых величин является измерителем напряженности магнитного поля, проекции вектора которого на ортогональные оси — функции углов, определяемых аналитически.

Унифицированный измерительный канал (внешний вид показан на рис. 2.36) имеет следующие метрологические характеристики:

Цена единицы младшего разряда выходного кода:

при измерениях проекций вектора скорости потока, см/с	не более 0,35
при измерении магнитного азимута, °	не более 0,6
при измерениях углов крена и дифферента, °	не более 0,07

Метрологические характеристики унифицированного измерительного канала скорости потока и положения прибора в пространстве:

Компонент скорости потока V_{σ} :

диапазон, м/с	$\pm 2,5$
единица младшего разряда, м/с	$3,4 \cdot 10^{-3}$
суммарная погрешность, м/с	$(1,1 + 0,09V) \cdot 10^{-2}$

Компонент скорости потока V_w :

диапазон, м/с	$\pm 2,5$
единица младшего разряда, м/с	$3,4 \cdot 10^{-3}$
суммарная погрешность, м/с	$(1,6 + 0,024V) \cdot 10^{-2}$

Азимут:

диапазон, °	0—360
единица младшего разряда, °	0,71
суммарная погрешность, °	1,22
время установления показаний, с	меньше 0,5

Унифицированный измерительный канал скорости звука. Исходя из многолетнего опыта проектирования измерителей скорости звука, для унифицированного измерительного канала скорости звука выбран принцип измерения скорости распространения звука в жидкости, основанный на определении временной задержки между двумя эхосигналами, полученными в результате отражения зондирующего акустического сигнала от двух отражателей, расположенных на известном расстоянии L друг от друга. Эта задержка определяется выражением

$$t_3 = 2L/c, \quad (2.99)$$

где c — скорость распространения звука в исследуемой среде.

Блок-схема построения следящей системы измерителя скорости звука приведена на рис. 2.37 (В. Е. Ячменев и др.).

Метод определения звука по времени задержки, в котором исключается погрешность измерения временного интервала t_3 , обусловленная дополнительной временной задержкой в электронно-акустическом канале импульсного измерителя скорости звука между моментом излучения и приемом акустического сигнала рассмотрен в [70]. Применение в качестве пьезоакустического преобразователя системы из пьезопреобразователя и двух отражателей практически исключает влияние обрастания отражателей на изменение временной задержки t_3 . Кроме того, в такой системе равна нулю разность фазовых сдвигов, обусловленных отражениями акустических сигналов от отражателей при условии, что отражатели выполнены из одного материала. Таким образом, измерение временной задержки между двумя эхосигналами от двух отражателей позволяет исключить влияние паразитных задержек в акустическом и электронном каналах на результат измерения времени задержки t_3 . Опираясь на эти соображения, в качестве первичного измерительного преобразователя в измерительном канале скорости звука используется акустический преобразователь скорости звука ПАП-004, конструкция которого показана на рис. 2.38.

Применение конструкции преобразователя с двумя акустическими отражателями позволило исключить требование к стабильности местоположения пьезоэлемента относительно отражающих поверхностей отражателей. В этом случае погрешность преобразователя определяется в основном стабильностью расстояния

Рис. 2.36. Измеритель скорости потока и угловых величин.

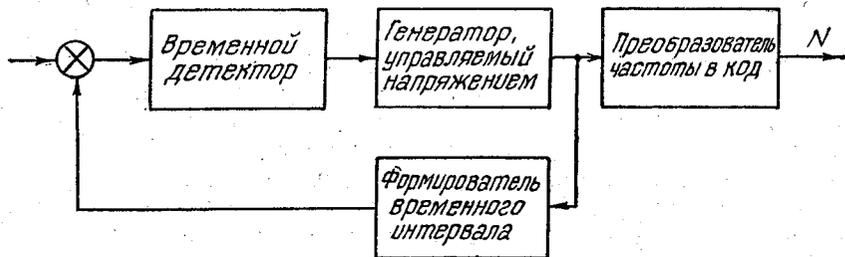
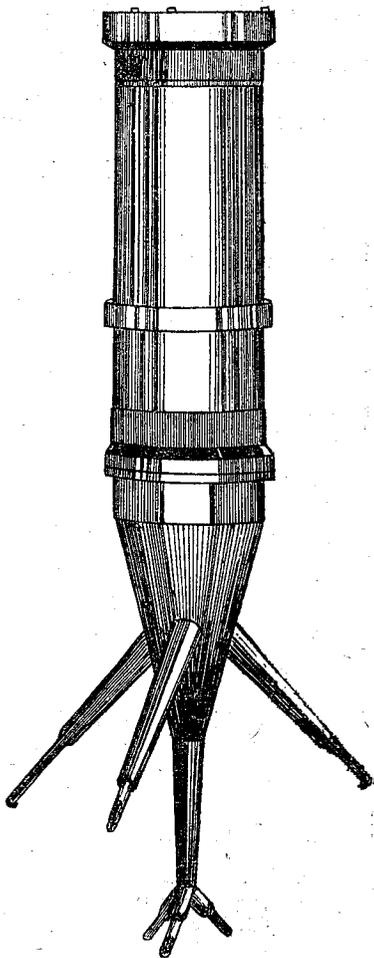


Рис. 2.37. Следящая система измерения скорости звука.

между поверхностями отражателей. Необходимая стабильность расстояния при колебаниях температуры и давления морской воды получена за счет выбора материала стоек, размещенных между отражателями. Расстояние между отражателями выбрано из условия разрешения по скорости звука и равно 70 мм. Резонансная частота пьезоэлемента 2МГц. Ширина диаграммы на-

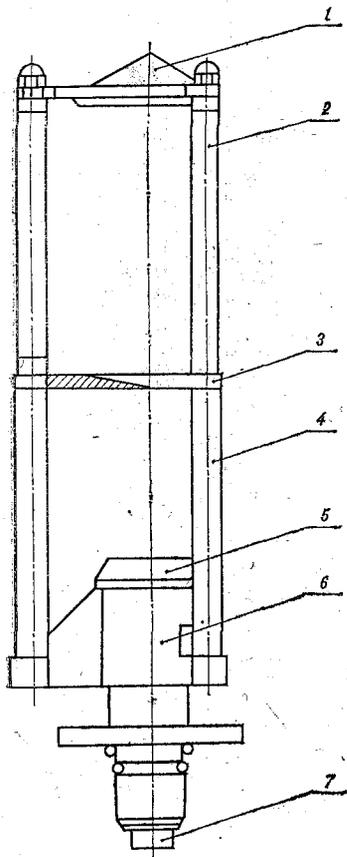


Рис. 2.38. Первичный измерительный преобразователь скорости звука.

1 — второй отражатель; 2, 4 — стойка из металла; 3 — первый отражатель; 5 — пьезопреобразователь; 6 — корпус; 7 — вилка разъема.

правленности пьезоэлемента по уровню 0,7 составляет 4—6°. Такой узкий луч позволяет существенно сократить уровень помех, возникающих при отражении сигнала от конструкций преобразователя. Дополнительно уровень помех уменьшается за счет уменьшения площадей поверхностей, отражающих сигнал в направлении пьезоэлемента, и введения в конструкцию преобразователя акустических ловушек. Сущность метода измерения скорости звука, примененного в унифицированном измерительном канале, заключается в том, что измерение задержки t_z осуществляется с помощью автоматической импульсной следящей системы, ча-

стота выходного сигнала которой функционально связана с задающим воздействием на входе системы — временной задержкой t_3 . Блок-схема этой системы приведена на рис. 2.37. Система состоит из временного детектора, управляемого генератора, преобразователя временной интервал — код.

Временной детектор выполняет функцию преобразования рассогласования ξ в постоянное напряжение $U(\xi)$, значение и знак которого пропорциональны значению и направлению рассогласования ξ . При задающем воздействии t_3 на входе элемента сравнения возникает сигнал рассогласования

$$\xi = t_\phi - t_3, \quad (2.100)$$

где t_ϕ — уравнивающий временной интервал, значение которого определяется частотой сигнала генератора, управляющего коэффициентом передачи формирователя временного интервала.

С помощью напряжения $U(\xi)$ производится управление частотой выходного сигнала $F(\xi)$ управляемого генератора. Значение напряжения $U(\xi)$ пропорционально интервалу t_ϕ . При коэффициенте передачи формирователя ФВИ, равном n , задержка равна

$$t_\phi = n/F(\xi). \quad (2.101)$$

Функционирование системы направлено на поддержание величины ξ близкой к нулю, что приводит выражение (2.100) к виду

$$t_\phi = t_3. \quad (2.102)$$

Тогда частота выходного генератора, управляющего напряжением, определится из (2.101) с учетом (2.100) и (2.102) как

$$F(\xi) = nc/(2L), \quad (2.103)$$

откуда

$$C = 2LF(\xi)/n. \quad (2.104)$$

При известных значениях постоянных L и n измерение скорости звука в рассматриваемой системе сводится к измерению частоты $F(\xi)$ выходного сигнала управляемого генератора. При этом напряжение, соответствующее выбору n , ограничено значением 10^6 Гц для данного диапазона измерения скорости звука. Преобразование частоты $F(\xi)$ в десятичный код $N^{(10)}$ осуществляется методом прямого преобразования, при котором $N^{(10)} = F(\xi)t_{изм}$, где $t_{изм}$ — заданный интервал измерения. Тогда измеренное значение скорости звука определится как

$$c = \frac{2L}{nt_{изм}} N^{(10)}. \quad (2.105)$$

При $L = 7 \cdot 10^{-2}$ м и заданных значениях $t_{изм} = 0,25$ с, $c = c_{мин} = 7 \cdot 10^{-3}$ м/с и соответствующего $c_{мин}$ значение $N^{(10)} = 1$. Тогда $n = 80$.

Значения F_H , F_B выходного сигнала, соответствующие нижней и верхней границам скорости звука $c_H = 1400$ м/с и $c_B = 1600$ м/с, равны: $F_H = 800 \cdot 10^3$ Гц, $F_B = 914,3 \cdot 10^3$ Гц.

Изменение частоты выходного сигнала $F_{\text{мин}}$ управляемого генератора (соответствующее изменению скорости звука $c_{\text{мин}}$) равно

$$F_{\text{мин}} = nc_{\text{мин}}/(2L). \quad (2.106)$$

При выбранных n и L значение $F_{\text{мин}} = 4$ Гц.

Диапазон измерения напряжения (для управления генератором) лежит в пределах $0,35 \cdot 10^{-3} - 9,85$ В.

Среднее квадратическое отклонение частоты, обусловленное шумом генератора, равно $0,05$ Гц.

Формирователь временных интервалов входит в цепь обратной связи в следящей системе и формирует уравнивающий интервал с коэффициентом передачи

$$n = t_{\phi} F(\xi). \quad (2.107)$$

Эта функция реализуется делителем частоты, выполненным на основе пересчетной схемы с коэффициентом пересчета, равным n . Преобразование временного рассогласования между длительностью первого и второго импульсов τ_1 и τ_2 в напряжение $U(\xi)$ осуществляется с помощью временного детектора, имеющего дифференциальную схему: конденсатор временного детектора в течение времени τ_1 заряжается, а в течение времени τ_2 разряжается. В реализованной системе использована схема астатического уравнивания, при которой временной детектор представляет собой интегрирующее звено с передаточной функцией (в операторной форме)

$$W(P) = K_{\text{инт}}/P, \quad (2.108)$$

где $K_{\text{инт}}$ — коэффициент передачи звена.

Ошибка астатической системы характеризуется наличием ошибки по скорости, которая пренебрежимо мала [70, 72].

Реализация этой функции осуществляется на базе операционного усилителя с интегрирующим конденсатором в цепи обратной связи.

Выражение для коэффициента передачи временного детектора имеет вид

$$K_{\text{вд}} = u_{\text{вд}}/\xi. \quad (2.109)$$

Коэффициент передачи интегрирующего звена определяется выражением

$$K_{\text{инт}} = I/c_{\text{инт}}, \quad (2.110)$$

где I — выходной ток интегратора; $c_{\text{инт}}$ — емкость интегрирующего конденсатора.

При этом

$$K_{\text{вд}} = K_{\text{инт}}. \quad (2.111)$$

Значение I определяется по формуле

$$I = c_{\text{инт}} u_{\text{вд}} / \xi. \quad (2.112)$$

Величина $\xi = \xi_{\text{мин}}$, соответствующая изменению скорости звука $c_{\text{мин}}$, будет

$$\xi_{\text{мин}} / t_3 = c_{\text{мин}} / c; \quad (2.113)$$

тогда $\xi_{\text{мин}} = 2Lc_{\text{мин}}/c^2$, и значение тока при $c_{\text{инт}} = 15 \cdot 10^{-9}$ равно $12 \cdot 10^{-3}$ А.

При этом значение входного тока интегратора равно 3×10^{-3} А. Относительная нестабильность тока I не должна превышать 10^{-5} .

Использован генератор тока для заряда и разряда интегрирующего конденсатора, что исключает погрешность интегрирования, обусловленную разностью токов заряда и разряда. Управление полярностью импульсов напряжения длительностью τ_1 и τ_2 осуществляется сигналами реверсивного формирователя временного интервала.

Формирователь импульсов формирует зондирующие импульсы. Длительность τ этих импульсов выбрана с учетом примененного пьезопреобразователя и определяется выражением

$$\tau_{\text{и}} = 1/f_p, \quad (2.114)$$

где f_p — резонансная частота собственных колебаний пьезопреобразователя.

В качестве пьезопреобразователя выбран пьезокерамический диск ЦТС-19, резонансная частота которого равна 2 МГц. При этом $\tau_{\text{и}}$ равно $0,5 \cdot 10^{-6}$ с. Формирование импульса такой длительности и достаточной мощности осуществляется блокинг-генератором, на базе которого построен формирователь зондирующих импульсов.

Блокинг-генератор формирователя зондирующих импульсов работает в ждущем режиме. Период следования T импульсов запуска блокинг-генератора определяется формирователем временных импульсов и выбран равным $4 \cdot 10^{-4}$ для исключения влияния отражения акустических сигналов на последующий цикл измерения. В используемом первичном акустическом преобразователе несущие элементы конструкций выполнены из титана, который имеет $\text{ТКР} = 8,4 \cdot 10^{-6} \text{ с}^{-1}$. Погрешность измерения скорости каналом скорости звука не превышает $25 \cdot 10^{-2}$ м/с. Конструкция преобразователя акустических сигналов в значительной степени снижает влияние изменчивости гидростатического давления на точность измерения скорости звука. При использовании измерительного канала скорости звука в составе измерительных комплексов обеспечивается коррекция измеренных данных и исключается влияние изменчивости температуры и давления. Усилитель-формирователь преобразует электрические сигналы, соответствующие первому и второму отраженным акустическим сигналам. Он построен на основе компаратора с положительной обратной связью. Положи-

тельная обратная связь предотвращает ложное срабатывание компаратора.

Основу элементной базы измерителя скорости звука составили микросхемы серии 564, отличающиеся низким энергопотреблением и высокой помехоустойчивостью.

Внешний вид измерительного канала скорости звука модульной конструкции показан на рис. 2.39.

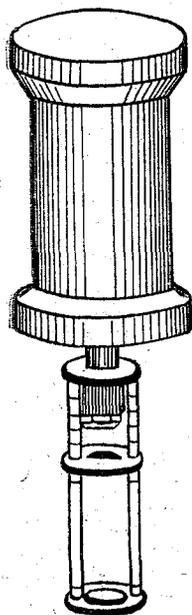


Рис. 2.39. Внешний вид унифицированного модульного измерительного канала скорости звука.

Метрологические характеристики унифицированного измерительного канала скорости звука следующие:

Диапазон, м/с	1399—1603
Единица младшего разряда, м/с	0,007
Суммарная погрешность, м/с	0,2

Унифицированные измерительные каналы оптических параметров водной среды: облученности, ослабления направленного света и биолюминесцентного излучения. В качестве основного варианта построения измерителя облученности ИО принята схема с двумя одинаковыми фотометрами для измерения облученности верхней и нижней полусфер. Для измерения больших уровней облученности порядка $0,1—100 \text{ Вт/м}^3$ применена система автоматического регулирования чувствительности фотоумножителя. Применение этой схемы позволяет проводить измерения облученности в широком диапазоне с высокой чувствительностью на нижних поддиапазонах. Расширение диапазона измерения световой энергии фото-

умножителями путем изменения напряжения питания широко используется в отечественных и зарубежных разработках.

В разработанном измерителе (В. В. Спиридонов и др.) облученности изменение напряжения питания используется для расширения диапазона измерения и для стабилизации коэффициента усиления фотоумножителя. Стабилизация осуществляется автоматически на каждом поддиапазоне измерения.

Датчиком опорного сигнала, относительно которого стабилизируется коэффициент усиления ФЭУ, является светоизлучающий диод типа АЛ102В.

Стабильность потока излучения этого типа светодиодов в течение 120 сут составляет 2—3 %. Электрический сигнал с выхода фотоумножителя, пропорциональный световому потоку от светодиода, через схему выбора диапазона поступает на вход регулируемого высоковольтного источника питания. Изменение коэффициента усиления ФЭУ за счет влияния различных факторов (температура, временные уходы) приводит к пропорциональному изменению электрического сигнала на выходе ФЭУ.

Система автоматической стабилизации при этом обеспечивает обратнопорциональное изменение напряжения питания фотоумножителя, тем самым поддерживая постоянство коэффициента усиления.

Для ИО, содержащего источник опорного излучения и автоматическую систему регулирования коэффициентом усиления фотоумножителя, интервал между поверками определяется стабильностью источника опорного излучения.

Чувствительность измерения облученности на каждом диапазоне определяется уровнем шумов всего измерительного тракта. Основным источником шумов является фотоумножитель. На этапе проектирования были проведены измерения уровня шума для двух фотоумножителей типа ФЭУ-100, и этот уровень составлял $(1,5-2) \cdot 10^{-6}$ В·Гц^{1/2} в полосе частот 15—1100 Гц и $0,5 \times 10^{-6}$ В·Гц^{1/2} в полосе частот 1100—2000 Гц. Эти результаты измерения позволили выбрать диапазон частот светового сигнала для обеспечения минимального уровня шума. В измерителе облученности для этой цели применен механический модулятор, который обеспечивает модуляцию светового потока с частотой 1500 Гц. При ширине полосы избирательного фильтра, равной 50 Гц, уровень шума составил $50 \cdot 10^{-6}$ В.

При этом учтено, что характеристика распределения по вероятности значений плотности шума является индивидуальной для каждого экземпляра умножителя.

Механический модулятор представляет собой металлический диск диаметром 72 мм с отверстиями, расположенными на окружностях с различными радиусами (рис. 2.40). Отверстия вдоль окружности с радиусом R_1 обеспечивают модуляцию светового потока, а отверстия на окружности с радиусом R_2 и паз на радиусе R_3 — синхронизацию работы коммутатора, синхронного детектора и стабилизатора скорости вращения модулятора.

В процессе проектирования выполнены расчет модулятора, отработка технологии его изготовления и испытаны две модификации модуляторов (с 10 и 25 отверстиями).

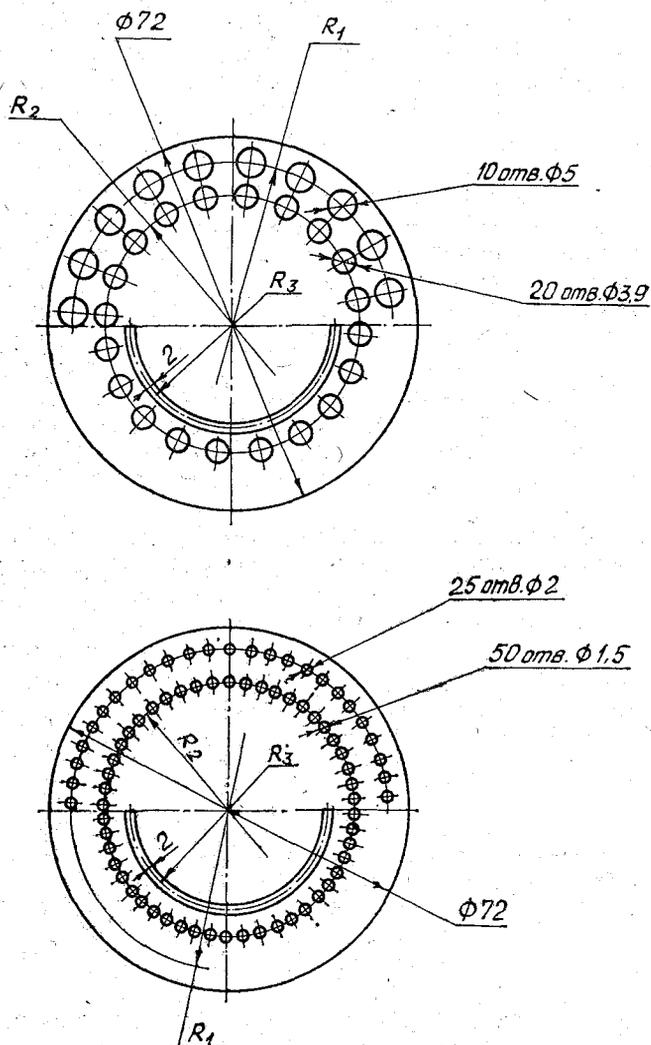


Рис. 2.40. Механический модулятор.

Результаты этих работ показали, что изготовление модуляторов обеих конструкций является технологически выполнимой задачей. При этом отклонение сигнала с выхода ФЭУ от синусоидальной формы за счет неравномерности светового потока по его сечению достаточно мало.

При испытаниях модуляторов с 10 отверстиями было отмечено, что амплитуда импульсов с выхода полосового фильтра изменяется по экспоненте, начиная с первого импульса в пачке. Время выхода сигнала на установившийся режим составляло в этом случае ориентировочно 75 % времени действия всей пачки импульсов.

Применение модуляторов с 25 отверстиями диаметром 2 мм позволило получить значительно лучшие параметры электрического сигнала с выхода фотомножителя: форма сигнала близка к синусоидальной; количество импульсов в одной пачке — 25; время выхода амплитуды импульса в пачке на установившийся режим составляет примерно 25 % времени следования пачки импульсов.

Наличие времени запаздывания выхода на режим приводит к дополнительным пульсациям измеряемого напряжения. В связи с этим в схеме синхронного детектора, сигнал на который приходит с выхода фильтра, предусмотрена регулировка задержки управления работой синхронного детектора. Детектор начинает работать только с момента начала установившегося режима, с того момента, когда амплитуда импульсов в пачке становится постоянной.

В результате совместной работы фильтра, схемы задержки и синхронного детектора на выходе последнего формируется постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде импульсов ФЗУ или в конечном счете измеряемому световому потоку.

Таким образом, блок, состоящий из фотоприемника, модулятора, стабилизатора скорости вращения, полосового фильтра и синхронного детектора, является базовым блоком для фотометров.

Фотоприемники, выпускаемые в настоящее время нашей промышленностью, имеют временную и температурную нестабильности выходного сигнала, которые могут достигать более 10 %. В большей степени этим нестабильностям подвержены фотомножители.

В фотометрах для измерения первичных оптических характеристик используются собственные источники света (лампы накаливания, светодиоды, импульсные лампы), которые также обладают большой временной нестабильностью (до 10 %) и имеют температурную зависимость потока излучения (1 %/°C для светодиодов и 0,01 %/°C для ламп накаливания). Поэтому для получения надежных результатов измерения как первичных, так и вторичных оптических характеристик необходимо использовать в фотометрах схемы измерения отношения двух сигналов, один из которых является опорным.

В фотометрах для вторичных оптических характеристик для этой цели применяются термостабилизированные источники опорного излучения на основе светодиодов. Проведены исследования стабильности излучения светодиодов типа АЛ102В. По результатам этих исследований был сделан вывод о необходимости термостабилизации светодиода, и на этапе технического проекта изго-

товлены два термостата. Термостаты обеспечивают температуру корпуса светодиода в пределах $(45 \pm 0,1)^\circ\text{C}$, что позволяет получить стабильность потока при изменении температуры окружающей среды от -2 до 32°C не хуже $0,1\%$.

Таким образом, временная стабильность опорного источника излучения $2-4\%$ определяет стабильность показаний фотометра в течение межповерочного интервала.

Электрическая схема разработанного измерительного канала ослабления направленного света реализует измерение разности логарифмов опорного и измерительного сигналов. Разделение светового потока от источника света (лампы накаливания ОП-3-0,25) осуществляется оптической схемой. Опорный луч формируется световодом, который закреплен у осветителей. На этот световод попадает часть потока лампы. Измерительный луч формируется диафрагмами, которые задают угол расхождения этого луча. Для создания параллельного луча необходим длиннофокусный объектив, поэтому в схеме применен объектив диаметром 20 мм с фокусным расстоянием $F = 180$ мм. Объектив, который определяет размеры оптического блока, задает угол расхождения измерительного луча на пути от источника до объектива. В настоящей схеме этот угол равен $2,54^\circ$.

При разработке оптической схемы для разведения практически всех лучей использовались световоды, за исключением той части измерительного луча, где необходимо добиться параллельности лучей. Применение световодов позволило значительно уменьшить влияние опорного и измерительного лучей друг на друга и, кроме этого, оптимальнее скомпоновать конструкцию оптического блока.

Часть измерительного луча, прошедшего исследуемую среду, светоделительной пластинкой направляется на фотоприемник. Наличие этой пластинки в тракте измерительного луча вносит погрешность при измерении больших показателей ослабления за счет рассеянного пластинкой света. Поскольку диапазон рассеянного света мал, погрешность от нелинейности статической характеристики в конце диапазона не должна превышать заданной погрешности.

В оптической схеме ИПО одним из основных узлов является механический модулятор. Он выполняет четыре функции: во-первых, поочередно посылает на фотоприемник опорный и измерительный лучи; во-вторых, обеспечивает модуляцию и опорного, и измерительного лучей на частоте минимального уровня шума фотоприемника; в-третьих, обеспечивает формирование переменного сигнала для схемы стабилизации скорости вращения и, в-четвертых, обеспечивает синхронизацию работы схемы разностно-логарифмического преобразователя и синхронного детектора. Узел модулятора с оптронными парами и схемой стабилизации скорости вращения выполнен аналогично с узлом измерения облученности.

Кроме того, в этих измерителях используются одни и те же схемы полосового фильтра и синхронного детектора.

Применение одинаковых узлов в оптических каналах позволяет повысить технологичность изготовления и упростить настройку оптических блоков и измерителей.

Следует заметить, что задачи измерения естественной облученности и показателя ослабления определяют существенное различие в структуре этих измерителей. Для измерителя облученности измеряемой величиной является поток от внешних источников, попадающий на входной иллюминатор. Для измерителя показателя ослабления измеряемой величиной является свет от внутреннего источника, а свет от сторонних источников исключается, так как вносит погрешность.

Оптическая схема ИПО построена таким образом, что в исследуемую среду выходит модулированный световой поток. При появлении на входном иллюминаторе постоянного потока от внешних источников с выхода фотоумножителя электрический сигнал представляет сумму токов (модулированного и постоянного), пропорциональных световым потокам. Поэтому для разделения модулированного и постоянного электрических сигналов на выходе фотоумножителя в ИПО стоит разделительный конденсатор, который исключает постоянный сигнал и пропускает только модулированный.

Таким образом, в отличие от ИО, в измерителе показателя ослабления электрический сигнал в целом не зависит от постоянных внешних засветок, хотя необходимо отметить, что внешняя засветка все же оказывает влияние на измеритель, так как попадает на фотокатод умножителя и в зависимости от ее значения смещает рабочую точку по световой характеристике фотоумножителя. Учитывая, что оптическая схема практически исключает попадание прямого внешнего света на ФЭУ, а рассеянный свет достаточно мал, при появлении внешней засветки рабочая точка не выйдет из линейного участка световой характеристики и это не приведет к существенным погрешностям.

В оптическом блоке ИПО отсутствует специальный источник опорного излучения. Как уже указывалось, для этой цели используется часть потока от внутреннего источника. Этот поток по световодам через модулятор поступает на фотоумножитель.

Электрическая схема обеспечивает постоянство выходного сигнала ФЭУ при небольших, порядка 30 %, изменениях светового потока лампы источника опорного излучения, что соответствует изменению напряжения питания лампы на 10 %.

В течение длительной эксплуатации у лампы накаливания происходит оседание вольфрама на стенках колбы, что приводит к очень большим (примерно 80 % и более) изменениям светового потока. Такое изменение электрическая схема без обратной связи компенсировать не может, поэтому в ИПО применена схема компенсации изменения светового потока лампы путем автоматического изменения коэффициента усиления фотоприемника. При изменении светового потока лампы пропорционально изменяется выходной сигнал с ФЭУ. Изменяющийся опорный электрический

сигнал поступает на компаратор, с которого выдается сигнал управления высоковольтным блоком питания фотоумножителя. Таким образом, обратная связь позволяет компенсировать изменения как опорного светового потока, так и коэффициента усиления ФЭУ.

Может возникнуть необходимость обеспечить измерения показателя ослабления одновременно в двух участках видимого спектра. Для этой цели в ИПО установлены два фотоприемника, на которые световодами разводятся опорный и измерительный световые потоки. При необходимости возможно изменение измеряемых участков спектра путем замены интерференционных светофильтров.

Конструкция прочного корпуса ИПО позволяет изменять диапазон измерения показателя ослабления без каких-либо изменений электрической схемы. Для этой цели на прочном корпусе вдоль оптической оси закреплена направляющая, по которой вручную дискретно может направляться призма-отражатель.

При самом дальнем положении призмы верхний предел диапазона измерений показателя ослабления равен $0,6 \text{ м}^{-1}$, а при самом ближнем положении (около иллюминатора) этот предел равен 3 м^{-1} .

Таким образом, конструкция ИПО позволяет проводить измерения по всей акватории Мирового океана без перестройки электронной схемы.

Проектирование измерительного канала биолюминесцентного излучения производится с учетом достижения максимально возможной чувствительности. Минимальный уровень биолюминесцентной облученности составляет $2 \cdot 10^{-8} \text{ Вт/м}^2$, а облученность от отдельных вспышек $2 \cdot 10^{-10} \text{ Вт/м}^2$. Энергия свечения микроорганизмов контролируется через иллюминатор с помощью фотоприемника. Для расчета светового потока задаются диаметром иллюминатора $0,02 \text{ м}$. При минимальном значении биолюминесцентной облученности $2 \cdot 10^{-8} \text{ Вт/м}^2$ поток, попадающий на фотоприемник (без учета ослабления элементами оптической схемы), будет равен $F = 15,7 \cdot 10^{-12} \text{ Вт}$. С учетом элементов оптики (светофильтры, светодиоды) $F \approx 1,5 \cdot 10^{-13} \text{ Вт}$, а при регистрации отдельных вспышек $F \approx 1,5 \cdot 10^{-15} \text{ Вт}$. Это значение является отправной точкой для расчета чувствительности измерительного канала и выбора режима работы фотоприемника.

Нижний предел измерения световых потоков с помощью фотоумножителя определяется темновым потоком и шумами ФЭУ. Значение темнового тока является характерным для каждого экземпляра ФЭУ и существенно зависит от рабочего напряжения. В работах [70, 72] рассмотрены источники темнового тока. Качество ФЭУ в схеме регистрации постоянного тока характеризуется световым эквивалентом темнового тока $\Phi_{\text{эkv}}$, являющимся отношением темнового тока к анодной чувствительности. Разброс значений $\Phi_{\text{эkv}}$ для ФЭУ одного типа достигает 1—1,5 порядка, для ФЭУ различных типов — несколько порядков. Например, для ФЭУ-100

$\Phi_{\text{ФЭУ}} = 1,5 \cdot 10^{-12}$ Вт при чувствительности 2000 А/Вт; для ФЭУ-112 $\Phi_{\text{ФЭУ}} = 1 \cdot 10^{-10}$ Вт при чувствительности 100 А/Вт.

Из всех видов шумов основной вклад дают «дробовой» эффект эмиссионного тока и темновые шумы нагрузочного сопротивления в анодной цепи ФЭУ. Среднеквадратическое значение амплитуды шума на выходе ФЭУ можно записать

$$\sqrt{I_{\text{ш}}^2} = \sqrt{2I_{\text{к}}M^2(1+B)\Delta f},$$

где $I_{\text{к}}$ — суммарный ток с фотокатода, являющийся суммой фототока и темнового тока; M — коэффициент усиления ФЭУ; $1+B$ — множитель, учитывающий вклад в «дробовой» шум умножительной системы ФЭУ; Δf — полоса пропускания частот аппаратуры.

Порогом чувствительности является такой световой поток, который вызывает на выходе ФЭУ электрические импульсы с амплитудой, равной средней квадратической амплитуде шумовых импульсов:

$$F_{\text{п}}S_{\text{а}} = \sqrt{I_{\text{ш}}^2},$$

где $S_{\text{а}}$ — анодная чувствительность ФЭУ;

$$F_{\text{п}} = \sqrt{2IM^2(1+B)\Delta f}/S_{\text{а}} = \sqrt{2I(1+B)\Delta f}/S_{\text{к}}, \quad (2.115)$$

так как $M/S_{\text{а}} = 1/S_{\text{к}}$, где $S_{\text{к}}$ — чувствительность фотокатода.

Для большинства типов ФЭУ множитель $(1+B)$ принимают равным 2,5. В этом случае выражение (2.115) примет вид

$$F_{\text{п}} = 9 \cdot 10^{-10} \sqrt{I_{\text{т}}/(S_{\text{к}}S_{\text{а}})}, \quad (2.116)$$

где $I_{\text{т}}$ — темновой ток.

Для ФЭУ-100 при $I_{\text{т}} = 3 \cdot 10^{-9}$ А, $S_{\text{к}} = 1 \cdot 10^{-3}$ А/Вт, $S_{\text{а}} = 4000$ А/Вт порог чувствительности, $F_{\text{п}} = 1,74 \cdot 10^{-14}$ Вт. Это значение оказывается сравнимым с энергией отдельных вспышек. Необходимо также учитывать, что расчет проводился для условий нормальной температуры. При повышении температуры до 40°C увеличивается уровень шумов и соответственно уменьшается порог чувствительности.

Таким образом, использование фотоумножителя в токовом режиме для регистрации биолюминесцентного излучения без принятия специальных мер для уменьшения уровня шума не представляется возможным. Для регистрации сверхслабых потоков используются фотонные характеристики ФЭУ.

Качество ФЭУ при его применении в режиме счета фотонов оценивается следующими характеристиками:

счетной характеристикой шумовых импульсов

$$N_{\text{ш}} = f(U_{\text{пит}}) \quad \text{при } U_{\text{ш}} = \text{const};$$

амплитудным распределением шумовых импульсов

$$N_{\text{ш}} = f(U_{\text{ш}}) \quad \text{при } U_{\text{пит}} = \text{const}; \quad (2.117)$$

стабильностью уровня шумов во времени при фиксированных напряжениях питания и уровне дискриминации $N_{\text{ш}} = f(t)$.

Важным параметром, по которому должны отбираться ФЭУ, является стабильность скорости счета темновых импульсов при заданном уровне дискриминации и изменений коэффициента усиления ФЭУ.

Для работы в режиме счета фотонов выпускается несколько типов ФЭУ: ФЭУ-64, ФЭУ-86, ФЭУ-79, ФЭУ-130 и др. Представляет интерес ФЭУ-130, у которого нормируется по техническим условиям количество шумовых импульсов.

Применение фотонного режима определило структуру построения измерительного канала биолюминесцентного излучения (ИБ). В схему ИБ вошли: усилитель импульсов с выхода ФЭУ, дискриминатор, определяющий минимальную амплитуду импульсов, проходящих в измерительную схему; счетчик этих импульсов и блок питания. В такой схеме минимальный уровень выходного сигнала определяется количеством шумовых импульсов, нормированных для данного ФЭУ.

Однако возможно снизить этот уровень, тем самым расширив динамический диапазон измерения. Для этой цели в схеме обработки учтены эти шумовые импульсы и вычтены из общего количества импульсов. Измерение конкретного количества шумовых импульсов должно проводиться при закрытом фотокатоде ФЭУ. Кроме этого, необходимо предусмотреть автоматическое перекрытие фотокатода приемника при световых перегрузках. Таким образом, схема измерительного преобразователя биолюминесцентного излучения должна содержать следующие узлы и элементы: фотоумножитель, работающий в режиме счета фотонов; усилитель выходных импульсов, дискриминатор; счетчик с вычитанием шумовых импульсов; систему защиты фотокатода от световых перегрузок. Эта же система используется и для перекрытия фотокатода при измерении количества шумовых импульсов.

Результаты испытаний макета узла фотоприемника показали, что импульсы на выходе фотоумножителя имеют длительность 350 нс. Однако по паспортным данным длительность их должна быть не более 5—6 нс. Такое несоответствие, очевидно, объясняется качеством монтажа делителя ФЭУ и согласующего устройства. Однако независимо от этого требования к частотным свойствам согласующего устройства определяются паспортными значениями параметров импульсов.

Амплитуда импульса на нагрузке ФЭУ определяется

$$U = Q/C_n, \quad (2.118)$$

где Q — заряд на аноде от одного импульса; $C_n = C_{ад} + C_{вх} + C_m$ — емкость нагрузочной цепи, которая складывается из емкости диодной системы ($C_{ад}$), емкости согласующего устройства ($C_{вх}$) и емкости монтажа (C_m).

В реальных ФЭУ $C_{ад} \approx 10$ пФ, $C_{вх}$ принимаем ≈ 5 пФ. Емкость монтажа может быть от 1 до 100 пФ. При коэффициенте усиления $M = 2,5 \cdot 10^6$ средний заряд на аноде

$$Q_{cp} = gM = 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2,5 \cdot 10^6 = 4 \cdot 10^{-13} \text{ Кл.}$$

Средний ток анода за импульс

$$I_{\text{ср}} = Q_{\text{ср}}/\tau_{\text{имп}} = 4 \cdot 10^{-13}/(6 \cdot 10^{-9}) = 70 \cdot 10^{-6} \text{ [A]}, \quad (2.119)$$

где $\tau_{\text{имп}}$ — длительность импульса.

Амплитуда импульса

$$U = Q_{\text{ср}}/C_{\text{н}} = 4 \cdot 10^{-13}/(90 \cdot 10^{-12}) = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ [В]}. \quad (2.120)$$

Таким образом, с выхода ФЭУ импульсы идут со средней амплитудой $4,5 \cdot 10^{-3}$ В. Для устойчивой работы последующих элек-

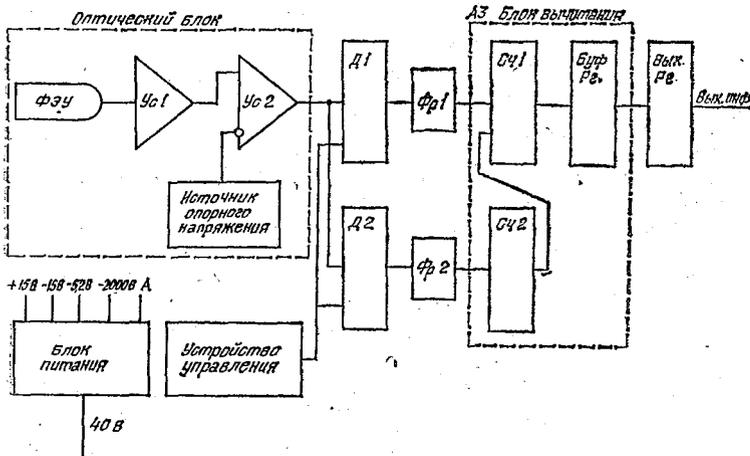


Рис. 2.41. Схема модуля билюминесцентного излучения.

тронных устройств необходим усилитель с коэффициентом усиления $K \geq 10$. При длительности импульса $(5-6) \cdot 10^{-9}$ с максимальная частота пропускания усилителя должна составлять $f_{\text{макс}} = 200 \cdot 10^6$ Гц.

Структурная схема ИБ приведена на рис. 2.41. С выхода фотумножителя импульсы поступают на усилитель Ус1. С выхода усилителя Ус1 сигнал поступает на один вход дискриминатора Ус2, на второй вход которого подается опорное напряжение дискриминации. Это напряжение выбирается из условия минимальной амплитуды импульсов, соответствующих измеряемой энергии. После дискриминатора импульсы поступают по двум каналам на входы счетчиков Д1 и Д2. В канале Д1, Фр1 проходят импульсы, соответствующие измеряемой энергии, а в канале Д2, Фр2 — только импульсы шума. В блоке вычитания происходит вычитание шумовых импульсов из информационного сигнала. Это позволяет расширить динамический диапазон и повысить чувствительность измерения.

При разработке измерительного преобразователя билюминесцентного излучения важным является вопрос способа возбуждения микроорганизмов.

2.6. Центральный прибор и унифицированный канал связи

Центральный прибор погружаемого устройства предназначен для синхронизации работы измерительных преобразователей и осуществления связи погружаемого и бортового устройства подсистем.

Основными составными частями погружаемого устройства являются: интерфейс с каналом связи и блок автоматики.

Интерфейс, в частности, определяет обмен информацией между измерительными преобразователями и бортовой системой. К интерфейсу предъявляются следующие требования: обеспечение заданного быстродействия, синхронизация обмена информацией, согласование форматов слов, дешифрация кода команды, унификация. Быстродействие определяется тем, что за время одного цикла измерений должен быть проведен обмен информацией между центральным прибором и измерительными преобразователями. В целях унификации длина кадра $N_{\text{и}}$ принята равной 200—400 байт, время измерения $T_{\text{и}} = 50$ мс. Тогда тактовая частота должна быть $F = N_{\text{и}}/T_{\text{и}} = 400/(50 \cdot 10^{-3}) = 8000$ Гц. Учитывая двусторонний обмен между погружаемой и бортовой подсистемами, частота передачи сообщений принята равной 15 кГц.

Для внутренней работы интерфейса погружаемого устройства принята частота 150 кГц. Выбор этой частоты обусловлен наличием оперативного запоминающего устройства, работающего на запись и на считывание. Для меньших частот разработано оперативное запоминающее устройство из двух частей.

В унифицированном центральном приборе принят последовательный обмен информацией через линию связи, что упрощает аппаратную реализацию алгоритма обмена и позволяет в линии связи использовать одножильный кабель-трос.

В центральном приборе предусмотрена возможность работы комплекса при неполном составе погружаемого устройства, т. е. введена автоматическая перестройка кадра, передаваемого интерфейсом погружаемого устройства в линию связи. Для передачи информации в линию связи формируется информационный кадр без разрывов, для чего применено ОЗУ, в которое записывается только информация от измерительных преобразователей без служебных слов. Емкость ОЗУ выбрана 512 бит. Коды команд, принятые из линии связи, передаются во все измерительные преобразователи одновременно, для чего выбрано восьмиразрядное слово, что дает возможность передавать последовательно 225 отдельных команд или 8 команд одновременно. Унификация интерфейса погружаемого устройства позволяет как модернизацию разрабатываемого комплекса, так и применение его в других по назначению комплексах.

Таким образом унифицированный центральный прибор реализует:

управление работой измерительными каналами;

передачи кодов команд одновременно во все измерительные каналы;

прием информации от измерительных каналов.

Порядок опроса измерительных каналов зависит от места их подключения в центральном приборе.

Унифицированный канал связи погружаемого и бортового устройств используется для подачи питания в погружаемое устройство, синхронизации работы всей системы и приема информации от погружаемого устройства. Длина кабеля связи может быть от 0

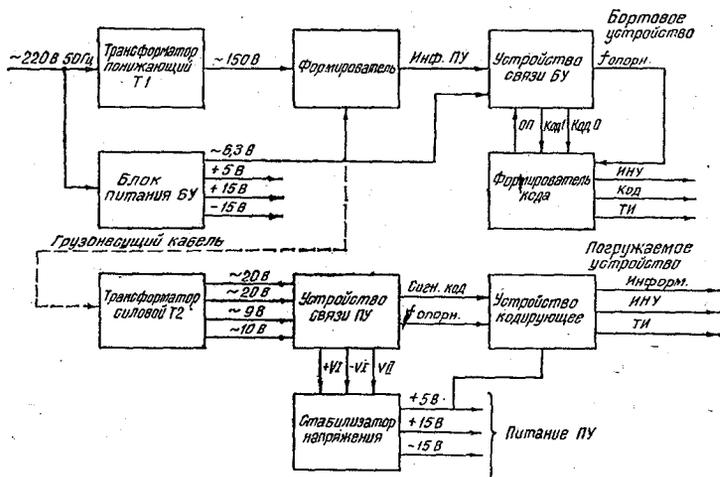


Рис. 2.42. Схема канала связи и питания погружаемой подсистемы.

до 6000 м. Информация о каждом бите в формате последовательного цифрового кода содержится в импульсах тока, потребляемых от источника переменного тока промышленной частоты в течение целого числа периодов питающего напряжения и в фазе импульсов. Использование целого числа периодов необходимо для исключения появления постоянной составляющей тока на фоне «пачек» импульсов при любых кодовых комбинациях. Это позволяет использовать стандартные трансформаторы на обоих концах линии связи для подачи напряжения питания в зависимости от ее длины. Передача информации фазоманипулированным кодом значительно повышает помехоустойчивость канала связи. Структурная схема канала связи и устройства питания погружаемого устройства приведена на рис. 2.42.

Питание погружаемого устройства осуществляется напряжением (150 ± 15) В от понижающего трансформатора (Т1), установленного в бортовом устройстве. В устройстве связи передача информации осуществляется путем подключения выпрямленных напряжений, снятых со вторичных обмоток понижающего трансформатора погружаемого устройства (Т2), в фазе питающего на-

пряжения, соответствующего передаваемому двоичному символу. Код единицы передается в течение периода питающего напряжения, начинающегося с положительной полуволны, а код нулей — с отрицательной полуволны. Период тактовой частоты равен 1,5 периода частоты питающей сети и составляет 30 мс. Конденсаторы фильтров стабилизаторов напряжений подключаются к выпрямительным мостам на $\frac{2}{3}$ периода тактовой частоты (20 мс). В промежутке между передаваемыми символами конденсаторы включаются от мостов и отдают энергию стабилизаторам напряжений. Импульсы тока потребления выделяются на сопротивлении, включенном последовательно в цепи питания в формирователе, и в виде импульсов напряжения поступают в бортовое устройство. Формирователь кода выдает последовательный потенциальный код информации, тактовые импульсы и импульсы начала цикла. Импульс начала цикла осуществляет синхронизацию по кадрам передаваемых сообщений и представляет собой определенную комбинацию. Синхронизация по тактам осуществляется сигналом опорной частоты. В качестве опорной частоты $f_{\text{опорн}}$ используется частота питающего напряжения 50 Гц. Тактовая частота формируется делением опорной частоты на 1,5. Импульс начала цикла формируется на месте каждого 50-го тактового импульса.

Модульные гидрофизические измерительные комплексы

В этой главе рассмотрены вопросы проектирования механических конструкций погружаемых устройств, ориентированных на модульный принцип построения информационно-измерительных комплексов. Большое внимание уделено унификации деталей, узлов, блоков и измерительных каналов в целом. Решены вопросы их информационной и технологической совместимости и компоновки в измерительные системы. Показаны расчеты элементов погружаемых устройств и информация о зондирующих буксируемых и автономных комплексах.

Выделен вопрос учета факторов воздействия давления; перепадов температуры от -60 до 60°C ; вибраций в диапазоне $5-30$ Гц с ускорением до 10 м/с, возможных ударных нагрузок при подъеме и постановке приборов до 100 м/с²; высокой химической активности морской воды. При определении технических требований к контейнерам учтены особенности зондирующих буксируемых и автономных комплексов. Для зондирующих учитывалась знакопеременная нагрузка по давлению и температуре. Для буксируемых учитывалась необходимость обеспечения высоких гидродинамических качеств. Автономные должны обладать высокой устойчивостью к длительному воздействию внешнего гидростатического давления и агрессивному воздействию морской воды [[70, 76].

Изучение разработок за рубежом в США, ФРГ, Австрии, а также отечественных позволило обосновать базовые конструкции двух видов: составной корпус и модульный.

Конструкция первого варианта — составного погружаемого устройства — приведена на рис. 3.1. Она выполнена на базе унифицированного корпуса 6, в нижней части которого размещены сменные первичные измерительные преобразователи 1, а в верхней — унифицированное шасси 4 с установленными в нем монтажными платами 5. На платах размещены законченные функциональные узлы измерительной системы, которые при необходимости могут быть заменены. В верхней части корпуса на сферической крышке установлен унифицированный герметичный кабельный ввод 3 или силовой кабель — тросовый ввод. Все разъемные соединения погружаемого устройства унифицированы. Герметизацию внутреннего объема осуществляет уплотнение 2. Элементы узлов герметизации по видам и типоразмерам унифицированы. Приве-

денная конструкция универсальна и компактна. Подготовка к работам без смены измерительных каналов может проводиться на верхней палубе, при необходимости замены измерительных каналов работы должны проводиться в лабораторном помещении.

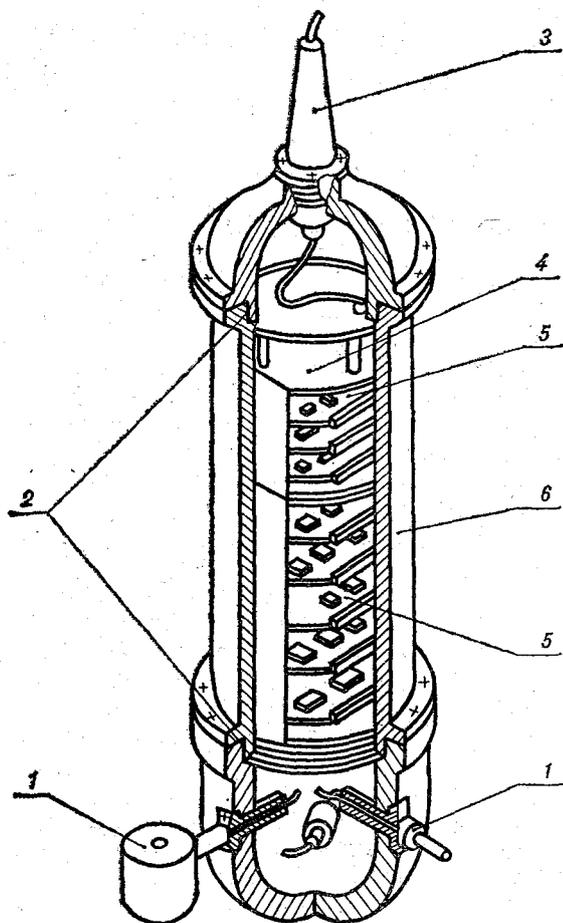


Рис. 3.1. Конструкция составного корпуса погружаемой системы.

Второй вариант конструкции — модульное погружаемое устройство — показано на рис. 3.2. Оно состоит из основного модуля, сменных измерительных модулей (каналов) 7, механически соединяемых на несущем каркасе 8 быстроразъемным устройством 5. Электрическая связь основного и сменных модулей осуществляется через герметичные вводы 3, а основного модуля с регистрирующей аппаратурой — по герметичному вводу 4. Основной модуль состоит из унифицированного прочного корпуса, внутри которого разме-

щено шасси с функциональными узлами питания, управления, связи. При необходимости в нем могут разместить наиболее часто используемый измерительный канал, например измерительный канал давления. Измерительный модуль состоит из прочного кор-

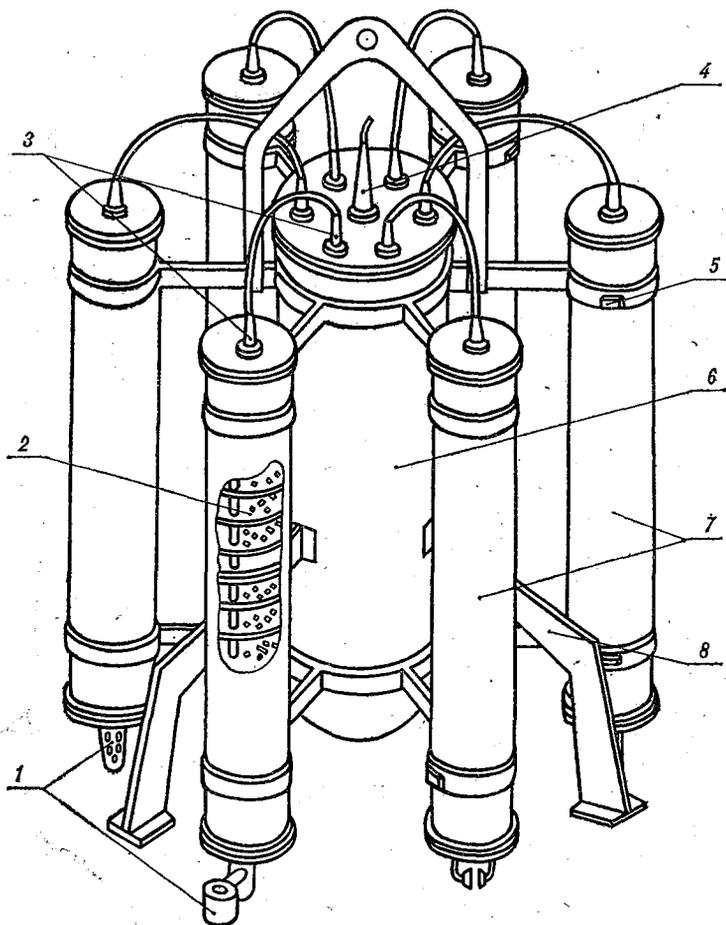


Рис. 3.2. Модульная конструкция погружаемой системы.

пуса, на котором установлен первичный измерительный преобразователь, шасси с размещенными на нем функциональными узлами питания и преобразования измеряемого параметра в вид, удобный для передачи в распределительное устройство и далее в канал связи с бортовой аппаратурой. Все конструктивные элементы: корпуса основного и сменных модулей, шасси, герметичные вводы и посадочные места первичных измерительных преобразователей, унифицированы. Перекомпоновка измерительной системы для решения различных экспериментальных задач заключается в замене

измерительных модулей. Работы могут выполняться на открытой палубе.

Достоинством конструкции является возможность компоновки любых измерительных каналов и при необходимости весьма быстрая их замена.

На рис. 3.3 показан внешний вид погружаемого устройства для размещения в нем одного измерительного канала. При решении

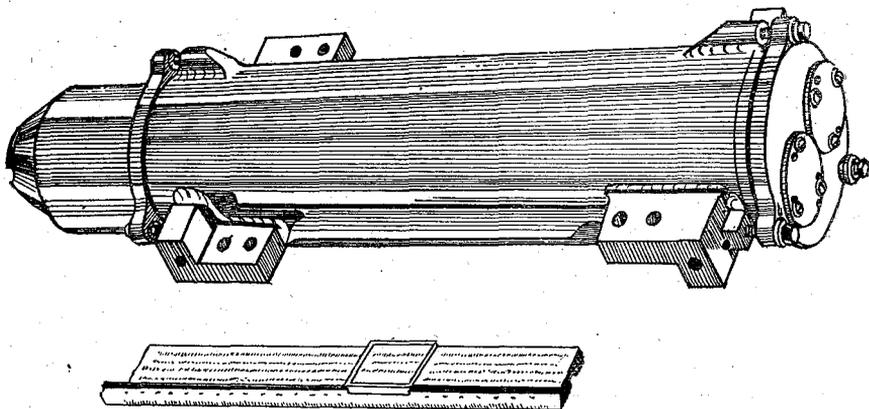


Рис. 3.3. Прочный корпус для измерительного канала.

задачи унификации при проектировании измерительных систем общая задача делится на составные части, т. е. на унификацию конструкций основных узлов: корпуса, герметичного ввода, узлов соединения и герметизации, иллюминаторов для оптических измерителей.

3.1. Прочный корпус

Прочный корпус является основным конструктивным элементом погружаемого устройства. На нем размещаются первичные измерительные преобразователи, кабельные вводы, иллюминаторы, узлы стабилизации в потоке, ограждения первичных измерительных преобразователей, обтекатели и другие элементы. Внутри прочного корпуса размещается шасси со всей электронной схемой погружаемого устройства.

При определении технических требований к прочным корпусам их можно разбить на две части: эксплуатационные и конструктивные. Эксплуатационные требования: высокая надежность при воздействии гидростатического давления, механических нагрузок и климатических воздействий, устойчивость к агрессивному химическому и биологическому воздействию среды, высокие гидродинамические качества, удобство эксплуатации, транспортировки, хранения. Конструктивные требования: унификация типов и раз-

меров корпусов, узлов соединений и герметизации, простота и технологичность конструкции, малая масса и габаритные размеры, наименьшая металлоемкость.

Создание оптимальной конструкции зависит от правильного определения требований с учетом методики измерения данным прибором, выбора оптимального соотношения основных размеров, правильного выбора конструкционного материала.

Наиболее удачной формой корпуса по прочности, устойчивости к воздействию гидростатического давления при минимальной массе является сфера. У сферического корпуса минимальное отношение площади поверхности к объему, при одинаковых толщинах стенки с цилиндрическим корпусом сферический имеет в два раза меньший уровень сжимающих напряжений. Устойчивость сферы в большей степени зависит от равномерной прочности ее стенок, что заставляет обращать особое внимание на проектирование узла соединения полусфер. Введение в конструкцию соединения фланцев или подкрепляющих элементов, выступающих над поверхностью сферы, вызывает ее разрушение при более низких давлениях, чем при отсутствии этих элементов.

Недостатками сферических корпусов являются низкие гидродинамические качества и сложность конструирования ряда модулей. Они могут найти применение для глубоководных поплавков, свободноподпадающих зондов, автономных самовсплывающих приборов.

Модульные измерители технологичны в изготовлении и при их применении значительно проще решается задача унификации отдельных узлов и конструктивов [55, 70, 76]. Эти качества цилиндрических корпусов позволяют широко применять их для буксируемых, зондирующих и автономных приборов. Простейший вид цилиндрического корпуса — цилиндр с плоскими или сферическими крышками. Прочность и устойчивость такого корпуса обеспечивается толщиной стенок. В цилиндрических корпусах, близких по общей массе к сферическим корпусам, применяют ребра жесткости. Но, несмотря на явные преимущества, эти корпуса применяются очень редко, ибо они очень трудоемки в производстве, металлоемки и сравнительно дорогие. В связи с этим гладкостенные цилиндрические корпуса применяются значительно чаще.

Обеспечение высоких гидродинамических качеств цилиндрических корпусов достигается выбором соотношения его длины и диаметра цилиндра [35]. Гидродинамические качества тел вращения, помещенных в поток, характеризуются вихревой составляющей сопротивления и сопротивлением трения. Составляющие общего сопротивления зависят от соотношения длины корпуса и его диаметра L/D . При малых значениях L/D основной будет вихревая составляющая сопротивления. Для сферических корпусов, у которых $L/D = 1$, вихревое сопротивление определяет большую часть полного сопротивления. При больших соотношениях L/D полное сопротивление определяется сопротивлением трения. Экспериментально показано, что минимальное гидродинамическое сопро-

тивление имеют корпуса, у которых соотношение L/D находится в пределах 6—7 [35]. Выполнение указанного соотношения и достижение минимума выступающих частей на корпусе улучшают проектирование корпусов [35].

Диаметр прочного корпуса выбирается из ряда условий: размещения электронных узлов; снижения материалоемкости; обеспечения необходимой прочности.

Крышки корпуса имеют диаметр с учетом размещения измерительных преобразователей. Внутренний объем должен определяться размещением всех плат для функциональных узлов. Корпус выбирается по соотношению $L/D = 6 \dots 7$ и все кабельные вводы для измерительных преобразователей со сферическими крышками должны иметь $L/D_{\text{вн}} = 4,5 \dots 5,5$. Тогда $V_{\text{ц}} = 3,5 \dots 3,9$, $V = 4 \dots 4,5$ ($D_{\text{вн}}$ — внутренний диаметр цилиндра; $V_{\text{ц}}$ — объем цилиндрической части оболочки; V — полезный объем прочного корпуса).

Таким образом, можно ориентировочно выбрать необходимый объем цилиндра для погружаемого устройства. Опыт проектирования корпусов показал, что наиболее оптимальны цилиндры диаметром 90, 120, 160 мм. В цилиндрах с диаметрами 90, 120 и 160 мм размещаются соответственно от 1 до 2—3 и более измерительных преобразователей.

Параметры корпусов диаметром 90, 120, 160 мм приведены в табл. 3.1.

Минимальная металлоемкость у корпуса с модульной конструкцией для сменных первичных измерительных преобразователей.

Оптимальное использование внутреннего объема корпуса достигается за счет правильной компоновки элементов измерительных каналов на монтажных платах и шасси.

Часто используется компоновка плат в форме «этажерки» [76]. Конструкция такого типа показана на рис. 3.4. Она обладает минимальной массой, ориентирована на размещение в ней одинаковых по размеру печатных плат.

Размещение плат вдоль образующей цилиндра возможно, но такие платы не взаимозаменяемы, полезный объем используется хуже, чем при шасси «этажерочного» типа.

Круглая монтажная плата легко может быть унифицирована, позволяет рационально использовать полезную площадь и легко взаимозаменяема.

При проектировании погружаемых устройств на основе цилиндрических корпусов применяют круглые платы и шасси «этажерочного» типа, причем на плате с диаметром 160 мм размещается целый функциональный узел, а на платах диаметром 90 мм функциональный узел размещается на 2—3 платах.

Выбор материала прочного корпуса. Выбор материала прочного корпуса необходимо осуществлять, руководствуясь основными критериями:

минимальная масса;

Таблица 3.1

Сравнительный анализ металлоемкости цилиндрических корпусов из сплава ПТ-3В

Конструктивное исполнение	Глубина погружения H м	Внутренний диаметр корпуса D мм	Толщина стенки корпуса, мм	Длина цилиндра корпуса, мм	Толщина сферической крышки, мм
Система со встроенными модулями	6000	165	18	830	18
Система с отдельными модулями:					
корпус основного модуля	6000	120	13	445	13
корпус измерительных модулей	6000	90	10	505	10

Конструктивное исполнение	Масса цилиндрической части корпуса, кг	Масса сферической крышки, кг	Общая масса корпуса P кг	Полезный объем корпуса V см ³	Удельная масса P/V г/см ³
Система со встроенными модулями	39,8	8,9	48,7	17 800	2,74
Система с отдельными модулями:					
корпус основного модуля	10,9	3,5	14,4	5000	2,88
корпус измерительных модулей	7,2	1,2	8,4	3200	2,64

технологичность;
 обеспечение прочности корпуса;
 коррозионная стойкость;
 низкая стоимость.

Кроме того, к материалу корпуса могут быть предъявлены дополнительные требования: немагнитность, минимальное водопоглощение, радиопрозрачность, теплопроводность.

Проанализируем широко применяемые материалы с учетом изложенных требований.

Сталь. Нержавеющие стали относятся к категории низкопрочных, обладают высокой коррозионной стойкостью в морской воде и малой остаточной намагничиваемостью. Легко подвергаются механической обработке, свариваются, практически не подвержены хрупкому излому.

Легированные конструкционные стали с $\sigma_T \geq 40 \cdot 10^7$ Н/м² относятся к прочным сталям. Технологичны, легко поддаются механической обработке, хорошо свариваются. Подвержены атмосферной коррозии и коррозии в морской воде.

Легированные конструкционные стали с $\sigma_t \geq 100 \cdot 10^7 \text{ Н/м}^2$ относятся к высокопрочным сталям, поддаются механической обработке, но сварка без предварительного отпуска недопустима. При местном нагреве образуют трещины. Подвержены коррозии. Могут применяться до глубин 4000—6000 м.

Алюминиевые сплавы обладают невысокой удельной прочностью (АГМ6), хорошей стойкостью к коррозии, легко подверга-

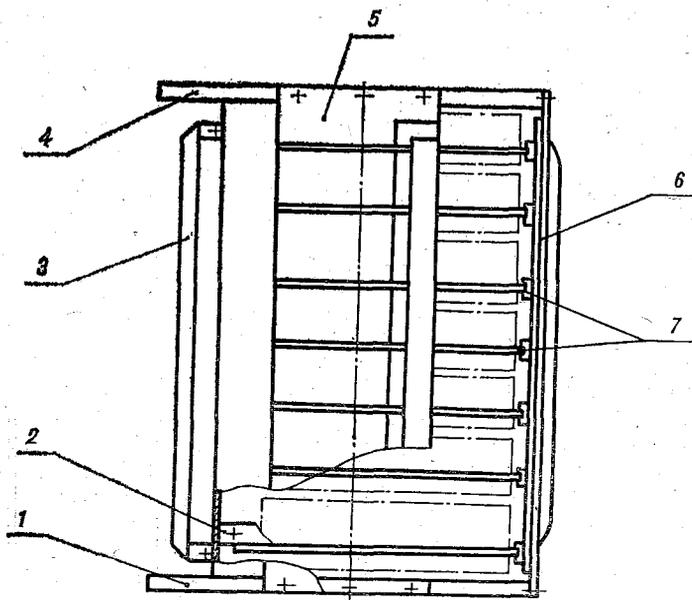


Рис. 3.4. Конструкция шасси этажерочного типа.

1 — шасси; 2 — основание; 3 — рама; 4 — крышка; 5 — кассета; 6 — кросс-плата; 7 — разъемы.

ются механической обработке, свариваются. Используются для изготовления приборов до глубин 1000 м.

Титановые сплавы обладают хорошими механическими свойствами, стойки к коррозии и немагнитны. Легко подвергаются механической обработке, формовке, свариванию. Склонны к ползучести при напряжениях выше номинальных в местах концентрации напряжений. При воздействии гидростатического давления возможно образование трещин. Кроме того, применение титановых сплавов ограничено их высокой стоимостью. Имея почти вдвое меньшую плотность по сравнению со сталями и высокую удельную прочность, титановые сплавы могут быть применены для изготовления глубоководных погружаемых контейнеров (до 4000—6000 м).

Стеклопластики являются перспективными материалами для глубоководных корпусов. Они обладают высокой удельной прочностью, позволяют производить формовку контейнеров сложной

конфигурации с заранее заданными показателями по массе и прочности, высокой стойкостью к коррозии, немагнитностью, высокими диэлектрическими свойствами, стойкостью к обрастанию морскими организмами.

К недостаткам стеклопластиков относятся: низкая пластичность, низкий модуль упругости, низкая прочность при межслойном сдвиге, склонность к ползучести и усталости при длительном нагружении внешним давлением, способность поглощать воду. Вода, проникнув в композит, снижает прочность стеклопластика на 10—15 %. Прочность частично восстанавливается после высыхания. Эти свойства стеклопластиков ограничивают возможность их применения для изготовления корпусов погружаемых устройств.

Стекло, ситаллы, керамика. Эти материалы в последние годы находят все более широкое применение, ибо они обладают рядом преимуществ перед другими материалами: высокая прочность на сжатие, высокая коррозионная стойкость в морской воде, практически нулевое водопоглощение, низкая теплопроводность, немагнитность, технологичность в обработке, низкая себестоимость.

К недостаткам этих материалов относятся: хрупкость, влияние поверхностных и внутренних технологических дефектов на прочностные свойства изделий, низкое сопротивление ударным нагрузкам, отсутствие пластических свойств, слабое сопротивление развитию трещин, нестабильность воспроизведения прочностных характеристик материала в изделиях. Учитывая все факторы и результаты экспериментальных исследований перечисленных материалов, в проектах необходимо ориентироваться на значительное снижение расчетного уровня механических свойств оболочек по отношению к образцам. Прочность элементов оболочки на сжатие при кратковременных нагрузках ниже, чем при испытаниях образцов, в 1,6—2,5 раза. Прочность на сжатие при повторных статических нагрузках составляет около 50 % кратковременной прочности на сжатие. При наличии трещин, пустот, инородных включений возможно местное разрушение в виде сколов. С учетом указанных недостатков, удельная прочность на сжатие стекол, ситаллов, керамики (в форме цилиндрических оболочек) в 2—3,5 раза выше, чем у стали. При использовании специальных технологических приемов (глубокое травление с защитными покрытиями, ионным обменом) прочность оболочек повышается и позволяет использовать эти материалы при изготовлении контейнеров погружаемых устройств практически на любые глубины [35].

Мерой эффективности при проектировании прочных корпусов принято считать относительную массу, т. е. отношение массы корпуса к массе вытесненной воды, или плотность корпуса — отношение массы корпуса к его полному наружному объему [35]. Относительная масса для глубоководных корпусов считается оптимальной 0,4—0,6. Эти значения могут быть достигнуты только при использовании неметаллических высокопрочных композиционных материалов. Прочные корпуса из металлических сплавов обеспечивают достижение значения относительной массы не ниже 0,7. Все

эти показатели не являются обязательными при проектировании прочных корпусов измерительных устройств, ибо они не обязательно должны обладать плавучестью, а в ряде случаев необходимы значения относительной массы больше 1. Это относится

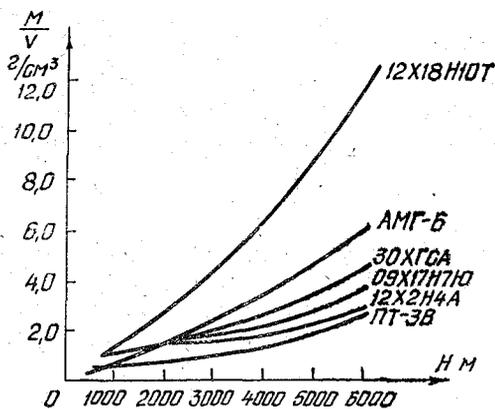
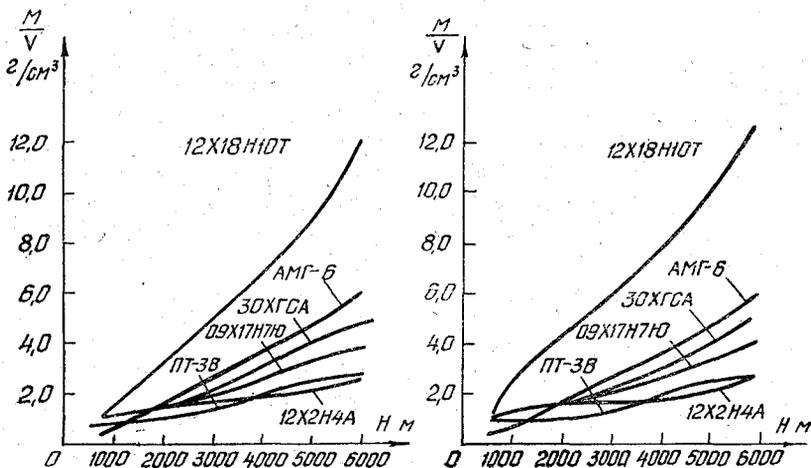


Рис. 3.5. Отношение массы к полезному объему корпусов диаметром 90, 120, 160 мм.

к зондирующим и буксируемым комплексам и некоторым автономным. Так как основная масса измерительного устройства определяется прочным корпусом (0,7—0,8), то и относительная масса его должна быть такой же [35, 70].

Более информативным параметром при выборе материала прочного корпуса является отношение его массы к «полезному» объему. На рис. 3.5 показана зависимость массы от полезного

объема корпуса для различных глубин погружения цилиндрических корпусов диаметрами 90, 120 и 160 мм. Используя эти данные, можно выбрать материал для погружаемого корпуса. Длительная эксплуатация приборов подтвердила правильность выбора типоразмеров и материала для прочных корпусов. Примером может служить применение нержавеющей сталей, которые подвержены питтинговой и щелевой коррозии, усиливающейся с увеличе-

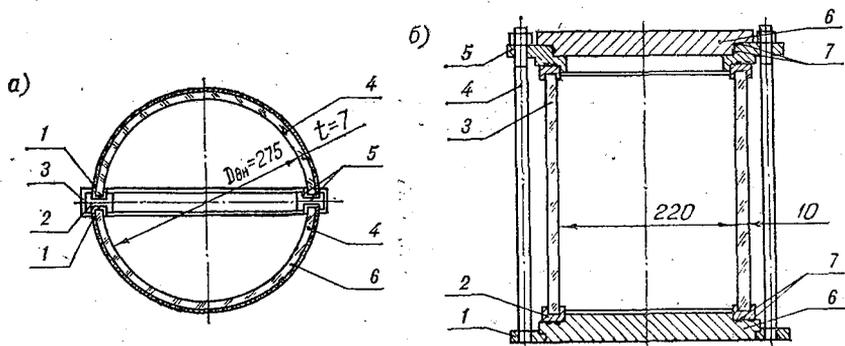


Рис. 3.6. Сферический (а) и цилиндрический (б) стеклянные прочные корпуса.

а: 1 — обойма; 2 — кольца; 3 — обечайка; 4 — верхняя полусфера; 5 — резиновое кольцо; 6 — нижняя полусфера; б: 1 — кольцо; 2, 7 — резиновое кольцо; 3 — корпус; 4 — стойка; 5 — фланец; 6 — крышка.

нием внешнего гидростатического давления. Опыт эксплуатации корпусов на глубины до 1000 м, изготовленных из стали 12Х18Н10Т, показал, что при механической обработке поверхности корпуса с шероховатостью в пределах $R_a = 0,63 \dots 0,32$ мкм данный материал довольно устойчив к коррозии и может применяться для изготовления корпусов.

Защита конструкционных сталей осуществляется применением электрохимических и лакокрасочных покрытий.

Металлические материалы, безусловно, наиболее приемлемы для изготовления прочных корпусов, но их высокая стоимость, а также все возрастающий расход металла ставят перед проектировщиками задачу перехода на другие, более дешевые материалы: стекло, ситаллы, керамику. Нашли применение сферические корпуса из ситалла и цилиндрические корпуса из стекла и керамики.

Сферический корпус (рис. 3.6 а) состоит из двух полусфер 4, на торцах которых наклеены металлические обоймы 1, кольца 2 и соединяющей полусферы обечайки 3. Герметизация соединения осуществляется резиновыми кольцами 5. Поверхность контейнера покрыта пленкой на основе герметика 51-УТ-37. Корпуса такого типа эксплуатируются в падающих зондах с глубиной погружения до 1000 м. Конструкция и материал обеспечивают необходимую прочность, герметичность, устойчивость к воздействию гидростатического давления.

На рис. 3.6 б показан прочный корпус со стеклянной цилиндрической оболочкой. Оболочка изготовлена из стекла 13в, в качестве заготовки использовалась стеклянная труба, выпускаемая промышленностью для изготовления трубопроводов. С учетом несовершенства формы, наличия технологических дефектов, пузырей, пустот, просечек, значительного разброса механических характеристик стеклянная оболочка диаметром 220 мм и толщиной стенки 10 мм обеспечивает эксплуатацию корпусов до 2000 м. Корпуса из стекла выпускаются малыми сериями.

Опыт эксплуатации подтвердил правильность технических решений по выбору материала корпуса и по решениям в части уплотнений. Совершенствование технологии обработки стеклоэлементов позволит использовать их до глубин 6000 м.

Конструкция корпуса из керамики, на наш взгляд, является наиболее удачной, и в перспективе она будет применяться очень широко. Изготовление корпусов из керамики менее трудоемко по сравнению с другими. Совокупность прочностных характеристик выделяет керамику перед стеклом и ситаллом. Керамика имеет высокую прочность при изгибе. Прочность керамики на сжатие практически не снижается при увеличении размеров корпуса.

Опыт проектирования и эксплуатации приборов позволяет сделать вывод, что выбор материала корпуса необходимо проводить с учетом ряда требований: к относительной массе, технологичности, оптимальности размеров, удобству обслуживания, минимальных металлоемкости и стоимости.

Основные характеристики материалов, применяемых для изготовления прочных корпусов, и рекомендации по их использованию представлены в табл. 3.2.

Расчет прочного корпуса. При расчете прочного корпуса определяются конструктивные размеры оболочки, плоских или сферических крышек.

При расчете определяются:

1) напряжение, возникающее под действием гидростатического давления из условия прочности по напряжениям

$$\sigma_{\text{действ}} \leq \sigma_{\text{доп}}; \quad (3.1)$$

2) критическое давление для потери устойчивости корпусом из условия устойчивости

$$P_{\text{кр}} \geq KP_{\text{расч}}, \quad (3.2)$$

где $P_{\text{кр}}$ — критическое давление, соответствующее потере устойчивости конструкции корпуса; $P_{\text{расч}}$ — расчетное давление; $K = 1,5$ — коэффициент запаса устойчивости формы;

$$P_{\text{расч}} = P_p K_6, \quad (3.3)$$

P_p — давление на рабочей глубине погружения; K_6 — коэффициент безопасности, предупреждающий появление остаточных деформаций в оболочке. Этот коэффициент учитывает несовершенство геометрической формы оболочки и возможные «провалы» корпуса

Таблица 3.2

Основные характеристики материалов, применяемых для изготовления прочных корпусов погружаемых устройств

Диапазон глубин, м	Материал	Предел текучести σ_T , МПа	Предел прочности σ_B , МПа	Удельная прочность σ_T/P , МПа/мм	Модуль упругости E , МПа
0—1000	Сплавы алюминия АМГ-6 ГОСТ 4784-74	147	314	556	$0,7 \cdot 10^{-5}$
	Стали нержавеющей 12×18Н10Т ГОСТ 5632-72	196	529	248	$2 \cdot 10^{-5}$
1000—2000	Стали конструкционные легированные 40Х; 30ХГСА ГОСТ 4543-71	540	687	688	$2,1 \cdot 10^{-5}$
	Стали нержавеющей 09×17Н7Ю	700	850	820	$2,1 \cdot 10^{-5}$
	Стекло 13в	—	1272	5680	$0,7 \cdot 10^{-5}$
2000—4000	Титановые сплавы по ГОСТ 21945-76:				
	ПТ-7М	372	470	827	$1,2 \cdot 10^{-5}$
	ПТ-3В	519	560	1150	$1,2 \cdot 10^{-5}$
	Стеклопластики	—	510	2550	$0,35 \cdot 10^{-5}$
4000—5000	Титановые сплавы ВТ-14	784	882	1740	$1,4 \cdot 10^{-5}$
	Стали конструкционные легированные ГОСТ 4543-71 12×264А	930	1128	1185	$2,1 \cdot 10^{-5}$
	Стекло	—	1272	5680	$0,7 \cdot 10^{-5}$
	Ситаллы	—	980	3780	$1,2 \cdot 10^{-5}$
6000	Керамика	2060	—	5290	$3 \cdot 10^{-5}$
	Стекло	—	1272	5680	$0,87 \cdot 10^{-5}$

на глубину больше заданной. Для оболочек, полученных механической обработкой, $K_6 = 1,2$.

Цилиндрические оболочки проектируются на основе теории тонких оболочек с учетом условия $h/R < 1/20$ [26] (h — толщина оболочки; R — радиус «срединной» поверхности).

Исходное положение равновесия оболочки — безмоментное напряженное состояние, когда изгибающие и крутящие моменты отсутствуют.

Напряжение в продольном сечении оболочки [26]

$$\sigma = PR/h. \quad (3.4)$$

Из условия прочности по напряжениям определяют толщину оболочки

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{доп}} &\geq P_{\text{расч}}R/h; \\ h &\geq P_{\text{расч}}R/\sigma_{\text{доп}}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Для цепных напряжений в оболочке, имеющих общий характер, $\sigma_{\text{доп}} = 0,5\sigma_T$.

Теоретическое значение критического давления определяется по упрощенной формуле Саусвелла—Папковича [26]

$$P'_{\text{кр}} = 0,83 \frac{E \cdot 10^{-5}}{1 - \mu^2} \left(\frac{100h}{R} \right)^{3/2} \frac{100}{L}, \quad (3.6)$$

где E — модуль упругости; μ — коэффициент Пуассона; L — длина оболочки.

Действительное критическое давление определяется по формуле

$$P_{\text{кр}} = \eta_1 \eta_2 P'_{\text{кр}}, \quad (3.7)$$

где η_1 — коэффициент, учитывающий отклонение от правильной круговой формы; для оболочек, полученных обработкой на станках, $\eta_1 = 1$; η_2 — коэффициент, учитывающий влияние на устойчивость напряжений в оболочке, определяется через отношение действительного критического напряжения к среднему сжимающему напряжению в продольных сечениях оболочки для критического давления $P'_{\text{кр}}$, рассчитываемого по формуле [26]

$$\sigma = 0,95 \eta_1 P'_{\text{кр}} R/h. \quad (3.8)$$

По условию устойчивости

$$P_{\text{кр}} = \eta_1 \eta_2 P'_{\text{кр}} \geq 1,5 P_{\text{расч}}.$$

Цилиндрические оболочки, ослабленные отверстиями для установки первичных измерительных преобразователей. Несущая способность оболочек, ослабленных отверстиями, снижается и для компенсации ослабления и уменьшения концентрации напряжений используется принцип усиления вырезов методом равнопрочной окантовки отверстий. Расчет формы окантовки отверстий (рис. 3.7) осуществляется следующим образом [76]:

$$F_{\text{эф}} \geq r_0 h_{\text{мин}}. \quad (3.9)$$

где $F_{\text{эф}}$ — эффективная площадь сечения окантовки;

$$h_{\text{мин}} = P_{\text{расч}} R / \sigma_{\text{доп}}.$$

Уравнение (3.9) можно записать в виде

$$h_1 (r_1 - r_0) + r_0 (h - h_{\text{мин}}) \geq r_0 h_{\text{мин}}. \quad (3.10)$$

Напряжения в окантовке в круговом и продольном направлениях равны [76]

$$\sigma_2 = P_{\text{расч}} R r_0 / F_{\text{эф}}; \quad \sigma_1 = P_{\text{расч}} R r_0 / 2 F_{\text{эф}}. \quad (3.11)$$

Приняв конструктивно $h_{\text{мин}} = h$ и задавшись высотой окантовки из условия прочности окантовки $\sigma_2 \leq \sigma_{\text{доп}}$, находим [76]:

$$r_1 = r_0 (1 + h_{\text{мин}}/h_1). \quad (3.12)$$

Если отверстий несколько, то усиление равно сумме подкреплений, необходимых для каждого отверстия в отдельности. Конструктивно эффективная площадь выполняется в виде цельной детали, ввариваемой в оболочку (рис. 3.7).

Сферические оболочки и крышки рассчитываются, как и цилиндрические оболочки, на основе теории тонких оболочек.

Напряжения в оболочках [26]

$$\sigma = PR/(2h_{\text{сф}}), \quad (3.13)$$

где P — давление; R — радиус сферы; $h_{\text{сф}}$ — толщина сферической оболочки.

Толщина сферической оболочки из условия прочности

$$h_{\text{сф}} \geq P_{\text{расч}} R_{\text{сф}} / (2\sigma_{\text{доп}}). \quad (3.14)$$

Теоретическое значение критического давления для сферической оболочки определяется по формуле Целли [26]

$$P'_{\text{кр}} = 2Eh^2 / [P^2 \sqrt{3(1 - \mu^2)}]. \quad (3.15)$$

Действительное критическое давление определяется [35]

$$P_{\text{кр}} = \eta_1 \eta_2 P'_{\text{кр}}. \quad (3.16)$$

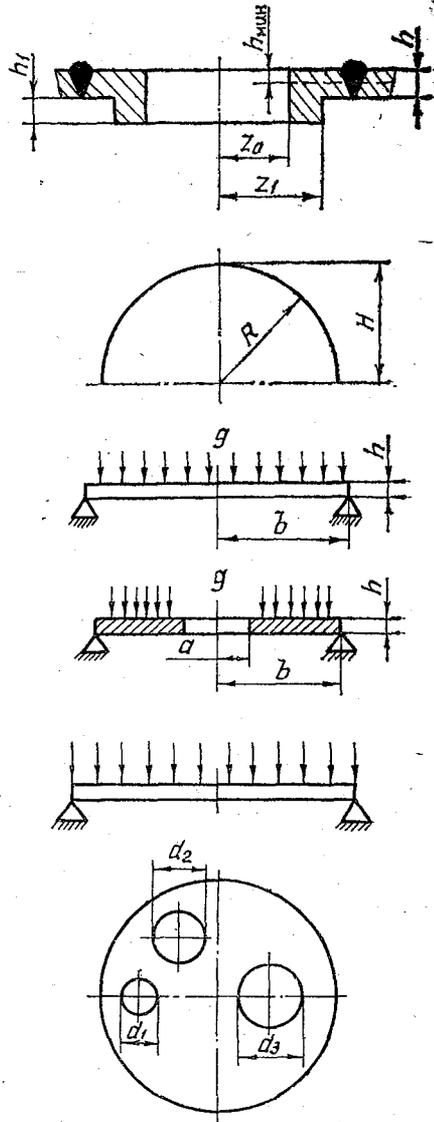


Рис. 3.7. Форма окантовки отверстий.

Поправочный коэффициент для сферических оболочек принимают равным $\eta_1 = 0,3$ [76].

Поправочный коэффициент η_2 определяется так же, как для цилиндрических оболочек.

Для сферических крышек (рис. 3.7) критическое давление

$$P_{кр} = \frac{Eh^4}{R^4} \left[K_1 \frac{H}{h} \left(K_2 \frac{H^2}{h^2} + 1 \right) + K_3 \left(K_4 \frac{H^2}{h^2} - 1 \right)^{3/2} \right], \quad (3.17)$$

где h — толщина крышки; H — высота срединной поверхности крышки; R — радиус срединной поверхности в крышке; K_1, K_2, K_3, K_4 — коэффициенты, численные значения которых берутся по табл. 3.3. Расчет выполнен для коэффициентов Пуассона $\mu = 0,3$ [76].

Таблица 3.3

Коэффициенты для расчета сферических конструкций глубоководных корпусов

Характер опорного закрепления	K_1	K_2	K_3	K_4
Свободная опора, допускающая смещение в плоскости опорного кольца (распор отсутствует)	1,41	0,00202	1,08	0,250
Опора, не дающая защемления, но препятствующая смещению в плоскости опорного кольца	1,52	0,00576	0,407	2,07
Контур защемлен, но распор отсутствует	4,56	0,00505	5,92	0,0835
Контур защемлен и не может перемещаться	5,45	0,0150	3,29	0,394

Сферические оболочки и крышки, ослабленные отверстиями для установки гермовводов или первичных измерительных преобразователей. Для компенсации ослабления и уменьшения концентрации напряжений выполняется окантовывание отверстий добавочным материалом исходя из условия

$$F_{эф} \geq r_0 h_{мин}, \quad (3.18)$$

где $h_{мин} = P_{расч} R / (2 \sigma_{доп})$ из формулы (3.14).

Напряжения в окантовке равны

$$\sigma_2 = \sigma_1 = \frac{P_{расч} R r_0}{2 F_{эф}}. \quad (3.19)$$

Записав соотношение (3.18) в виде

$$h_1 (r_1 - r_0) + r_0 (h - h_{мин}) \geq r_0 h_{мин}, \quad (3.20)$$

можно отметить, что по конструктивным требованиям условие равнопрочности выполняется без добавочного подкрепления отверстий, т. е. $h = 0$.

Это условие целесообразно применять для сферических крышек с несколькими отверстиями, у которых «зоны усилий» перекрываются.

При $h = h_{\text{мин}}$ из условия прочной окантовки $\sigma_2 = \sigma_1 = \sigma_{\text{доп}}$ определяют радиус окантовки, задавшись высотой $h_1 \leq 2,5 h$ по формуле (3.12)

$$r_1 = r_0 (1 + h_{\text{мин}}/h). \quad (3.21)$$

Плоские крышки (рис. 3.7). Расчет крышки ведется по теории тонких пластинок, у которых [26]:

- отношение толщины к диаметру $h/d \leq 1/5$;
- «прогиб» при изгибе не превышает $1/5$ толщины (пластина жесткая).

Условия расчета:

- круглая крышка шарнирно опирается по контуру;
- нагрузка равномерно распределена по всей площади.

Расчет выполняется из условия прочности по напряжениям

$$\sigma_{\text{макс}} \leq \sigma_{\text{доп}}.$$

Максимальные напряжения посредине крышки [26]

$$\sigma_{\text{макс}} = 3(3 + \mu) gb^2/(8h^2), \quad (3.22)$$

где $g = P_{\text{расч}}$ — давление; $b = R$ — радиус крышки; h — толщина крышки.

Толщина крышки по условию прочности

$$h \geq \sqrt{3(3 + \mu) P_{\text{расч}} R^2 / (8\sigma_{\text{доп}})}. \quad (3.23)$$

Крышка с отверстием посредине (рис. 3.7). Максимальное напряжение при нагрузке по всей поверхности крышки [26]

$$\sigma_{\text{макс}} = C_1 gb^2/h^2, \quad (3.24)$$

где C_1 — коэффициент, численное значение которого берется по табл. 3.4 в зависимости от отношения b/a для коэффициента Пуассона $\mu = 0,3$.

Таблица 3.4

Зависимость b/a для коэффициента Пуассона $\mu = 0,3$

b/a	1,25	1,5	2	3	4	5
C_1	0,592	0,976	1,44	1,88	2,08	2,19

Толщина крышки определяется по формуле

$$h \geq \sqrt{C_1 gb^2 / \sigma_{\text{доп}}} \quad (3.25)$$

или

$$h \geq \sqrt{C_1 P_{\text{расч}} R^2 / \sigma_{\text{доп}}} \quad (3.26)$$

при $g = P_{\text{расч}}$; $b = R_{\text{оболочки}}$.

Крышка, ослабленная несколькими отверстиями (рис. 3.7). Номинальная расчетная толщина крышки определяется по формуле [26]

$$h = \frac{KD}{K_0} \sqrt{\frac{P}{\sigma_{\text{доп}}}}, \quad (3.27)$$

где h — толщина крышки; D — расчетный диаметр крышки; K — коэффициент конструкции днища; K_0 — коэффициент, учитывающий ослабление днища отверстиями. Принимается:

$$K_0 = 1 - 0,43d_3/D_{\text{вн}} \text{ при } d_3/D_{\text{вн}} < 0,35;$$

при $d_3/D_{\text{вн}} < 0,35$;

$$K_0 = 0,85 \text{ при } 0,35 \leq \frac{d_3}{D_{\text{вн}}} \leq 0,75,$$

где

$$d_3 = \sqrt{d_1^2 + d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_n^2},$$

d_3 — диаметр эквивалентного отверстия в крышке; d_1, d_2, \dots, d_n — диаметры 1-го, 2-го, ..., отверстий; $D_{\text{вн}}$ — внутренний диаметр цилиндра, закрываемого крышкой; $P = P_{\text{расч}}$ — расчетное давление; $\sigma_{\text{доп}}$ — допускаемое напряжение.

3.2. Герметичные вводы и соединители

Основные требования к герметичным глубоководным вводам и соединителям, применяемым в погружаемых устройствах (ПУ) модульных измерительных систем, можно подразделить на следующие:

- конструктивные требования;
- требования к электрическим параметрам;
- требования к механическим параметрам;
- климатические требования;
- эксплуатационные требования.

Кабельные герметичные вводы и соединители должны конструироваться в виде узлов, которые при установке и замене их на прочном корпусе не требуют дополнительной собственной сборки.

В целом конструкция вводов и соединителей должна быть простой и технологичной, обеспечивать герметичность, механическую прочность, высокую надежность их при эксплуатации и долговечность. При этом важно правильно выбрать материалы покрытий вводов, соединителей и контактных деталей, а так же остальных деталей.

Контактные детали вводов и соединителей должны обладать такими электрическими и механическими свойствами, которые обеспечивают работоспособность изделий при эксплуатации их

в условиях воздействия заданных механических нагрузок и иметь высокую коррозионную стойкость и технологичность.

В качестве материалов для упругих контактов вводов и соединителей широко применяется бронза типа БрКМцЗ-1, обладающая упругими свойствами и хорошей электро- и теплопроводностью. Иногда применяются стали и реже — латуни [54].

Для неупругих контактов применяются, в основном, латуни типа Л63 и ЛС59-1, обладающие высокой электро- и теплопроводностью.

Выбор материала для корпусных деталей вводов и соединителей определяется материалом прочного корпуса, на который они устанавливаются.

Таковыми материалами могут быть нержавеющей сталь типа 12Х18Н10Т, высокопрочная сталь типа 30ХГСА или титановые сплавы типа ТТ-3В.

Материал покрытия контактных деталей должен обладать довольно низким электрическим сопротивлением, хорошим сцеплением с основным материалом контактных деталей, хорошей износоустойчивостью и быть достаточно мягким для снижения переходного сопротивления и для предотвращения отслаивания материала покрытия от материала контактных деталей. В качестве такого покрытия можно рекомендовать серебрение контактов с толщиной защитного слоя до 12 мкм [54].

Применяемые материалы для деталей вводов и соединителей, а также материалы их покрытия должны быть не дефицитными и широко используемыми при изготовлении различных погружаемых устройств.

Герметичные кабельные вводы и соединители должны иметь минимальные габаритные размеры, иметь удобообтекаемую форму для снижения их влияния на гидродинамические свойства измерителей в целом.

При разработке и изготовлении герметичных кабельных вводов и соединителей необходимо как можно шире использовать унификацию как отдельных вводов и соединителей, так и конструктивных элементов. Следует унифицировать вводы и соединители по количеству контактов с учетом ряда выпускаемых промышленностью соединителей и кабелей, а также опыта их эксплуатации. На основе таких решений выбран следующий ряд контактов: 1, 3, 4, 7, 10.

Унификация размеров присоединительных узлов повышает эксплуатационные свойства герметичных вводов и соединителей, позволяя производить замену одного ввода на другой без дополнительной доработки.

Герметичные кабельные вводы и соединители, предназначенные для электрического соединения измерителей, должны оказывать минимальное воздействие на сигналы, передаваемые от измерителей по кабелям. Для этого должны достигаться: малые потери мощности; отсутствие искажений электрического сигнала; низкое и стабильное переходное сопротивление; пропускание заданных

токов без нагрева и прожога изоляции в течение заданного срока службы.

Глубоководные вводы и соединители в процессе эксплуатации должны обеспечивать: рабочее напряжение от $1 \cdot 10^{-2}$ до 200 В постоянного тока или переменного тока частоты до 3 МГц; рабочий ток на контакт от $1 \cdot 10^{-3}$ до 2,0 А; переходное сопротивление на контакт не более $25 \cdot 10^{-3}$ Ом; сопротивление изоляции не менее 5 МОм.

Механические параметры деталей глубоководных герметичных вводов и соединителей выбираются с учетом сохранения работоспособности в течение заданного срока службы. При этом ориентируются на достижение:

- низкого и стабильного значения коэффициента трения;
- низких и стабильных контактных усилий и усилия сочленения и расчленения соединителей;
- высокой износостойчивости;
- высокой прочности и жесткости электрических деталей вводов и соединителей.

Глубоководные вводы и соединители должны обеспечивать не менее 500 циклов погружения на заданную глубину в течение года.

Глубоководные герметичные вводы и соединители должны сохранять работоспособность измерителей при следующих условиях эксплуатации:

- температура окружающей среды от -40 до 50°C ;
- вибрация с рабочим значением частоты от 5 до 30 Гц;
- амплитуда виброускорения от 2,4 до $10,7 \text{ м/с}^2$,
- и выдерживать кратковременное воздействие нагрузок в условиях предельных условий эксплуатации:
- температура окружающей среды от -50 до 65°C ;
- вибрация с частотой от 5 до 30 Гц;
- амплитуда виброускорения от 4,9 до $19,6 \text{ м/с}^2$;
- одиночные удары с максимальным значением ускорения не более 147 м/с^2 .

Эксплуатация герметичных глубоководных вводов и соединителей в морских условиях на научно-исследовательских судах накладывает определенные требования на их конструкцию.

Для удобства обслуживания их конструкция должна быть: простой и технологичной в эксплуатации;

быстроразъемной при отсоединении их от измерителя или быстрой замене вышедшего из строя ввода или соединителя новыми.

Герметичные вводы и соединители должны быть простыми для монтажа в морских условиях, обеспечивать герметизацию измерителей при повреждении вводов, соединителей или кабеля; давать возможность использовать один и тот же ввод или соединитель при работе с различными измерителями с одной и той же лебедки, что значительно сократит время на замену измерителей и упростит планирование и организацию работ научных отрядов в экспедициях.

Широко применяется в модульных гидрофизических измерителях ряд унифицированных глубоководных вводов и соединителей, отвечающих многим требованиям. Среди них можно выделить четыре типа унифицированных герметичных глубоководных вводов

Розетка

Вилка

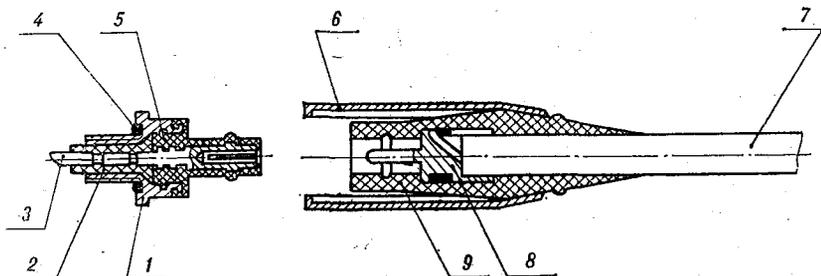


Рис. 3.8. Соединитель герметичный (одноштыревой).

1 — корпус; 2 — уплотнитель; 3, 7 — кабель; 4 — кольцо; 5, 8 — корпус разъема; 6 — оболочка; 8 — уплотнитель.

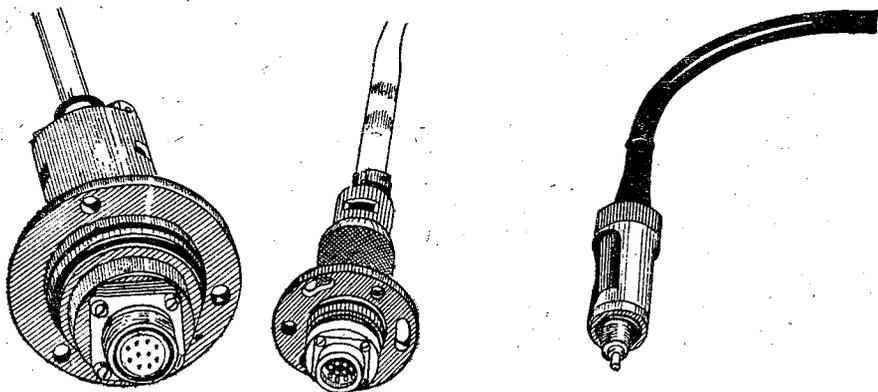


Рис. 3.9. Внешний вид герметичных соединений.

и соединителей, конструкции которых разработаны с учетом технологических возможностей опытного производства.

Соединитель герметичный (одноштыревой). Соединитель предназначен для установки его на погружаемых устройствах, работающих в условиях зондирования или буксировки с использованием одножильного грузонесущего кабеля типа КГ1.

В конструкции использован принцип самоуплотнения при воздействии внешнего гидростатического давления, широко применяемый в глубоководной технике.

Конструкция одноштыревого герметичного соединителя представлена на рис. 3.8. Внешний вид соединителей показан на рис. 3.9.

Технические характеристики

Глубина погружения, м	6000
Рабочее напряжение, В	1—200
Постоянный или переменный ток с частотой, МГц	до 3
Рабочий ток на контакт, А	$1 \cdot 10^{-3}$ —1,5
Сопrotивление изоляции, МОм	не менее 5
Габаритные размеры:	
наибольшая длина, мм	96
наибольший диаметр, мм	22

Соединитель состоит из розетки герметичной, устанавливаемой на прочном корпусе измерителя, и вилки герметичной, соединенной с жилой кабеля.

Герметизация соединения розетки с корпусом измерителя обеспечивается торцевым уплотнением при помощи стандартного резинового кольца круглого сечения. Розетка состоит из корпуса, внутри которого через изолятор запрессовано разрезное гнездо из бронзы БрКМц 3-1. Корпус изготавливается из того же материала, что и прочный корпус измерителя, и может быть изготовлен из латуни Л63 или ЛС59-1, нержавеющей стали 12Х18Н10Т или титанового сплава ПТ-3В. Материал изолятора ДСВ-2-Р-2М.

Выступающая часть гнезда и часть корпуса обрeзинены резиной НО-68-1.

Вилка состоит из штыря, припаянного к жиле кабеля и выполненного из латуни Л63, и манжеты из резины НО-68-1, получаемой путем вулканизации.

На вилке устанавливается повторный фиксатор в виде разрезного защитного кожуха. Фиксатор удерживается на вилке кольцевым резиновым буртиком.

Конструктивные особенности:

в манжете имеется канавка, которая совместно с буртиком, расположенным на розетке, образует замок розетки при соединении розетки с вилкой;

применено разрезное гнездо в розетке соединителя, повышающее надежность контакта между штырем и гнездом розетки при воздействии повышенного гидростатического давления;

с учетом увеличения гидростатического давления обеспечено самоуплотнение соединения «манжета—гнездо», что повышает надежность герметизации самого соединителя.

Применен фиксатор, обеспечивающий надежность сочленения соединителя и предохраняющий его от самопроизвольного расчленения в условиях вибрации, а также от механических повреждений при эксплуатации. (Снимает механическую нагрузку с контактной пары.)

Многоштыревой герметичный ввод. Многоштыревой герметичный ввод (разработан Ю. В. Комягиным) предназначен для ввода кабеля диаметром от 10 до 19 мм с резиновой, поливинилхлорид-

ной или полиэтиленовой оболочкой в измерительный прибор и устанавливается непосредственно на его прочный корпус.

Конструкция представлена на рис. 3.10.

Многоштыревой герметичный ввод выполнен в виде отдельного функционального узла.

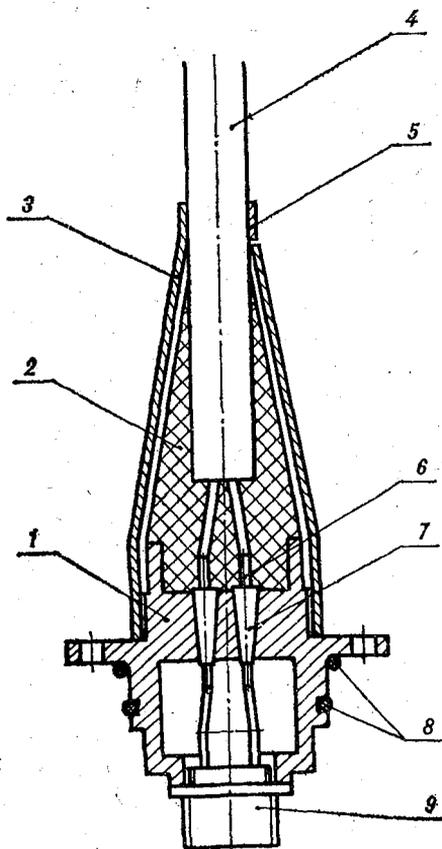


Рис. 3.10. Многоштыревой герметичный ввод.

1 — корпус; 2 — уплотнитель; 3 — оболочка;
4 — кабель; 5, 9 — кольца; 6 — жилы кабеля;
7 — контакты; 8 — кольца уплотнения.

Герметизация соединения ввода с корпусом измерителя обеспечивается стандартными резиновыми кольцами круглого сечения. Ввод унифицирован и широко применяется в различных гидрофизических комплексах.

Технические характеристики

Количество контактов, шт.	7, 10
Глубина погружения, м	6000
Рабочее напряжение (постоянного или переменного тока частотой до 3 МГц), В	$1 \cdot 10^{-2}$ —200
Рабочий ток на контакт, А	$1 \cdot 10^{-3}$ —2,5
Сопротивление изоляции, МОм	не менее 100

Ввод состоит из корпуса, внутри которого через конусные изоляторы из ДСВ-2-Р-2М запрессованы токопроводящие штыри, выполненные из латуни Л63 и соединенные с внешней стороны корпуса пайкой с жилами кабеля, а с внутренней — с контактами розетки соединителя 2РМ, установленной на основании корпуса.

Место соединения жил кабеля с токопроводящими штырями загерметизировано герметиком УЗОМЭС-5 и закрыто защитным металлическим кожухом, закрепленным с одной стороны на корпусе ввода, с другой стороны с помощью хомута к кабелю.

Материал корпуса ввода и защитного кожуха определяется материалом прочного корпуса измерителя (нержавеющая сталь, титановый сплав, высокопрочная сталь).

Конструктивные особенности:

применены запрессованные через корпусные изоляторы токопроводящие штыри для надежности ввода, так же с учетом возможности повреждения узла герметизации и попадания воды;

применены защитные металлические кожуха, предохраняющие узел герметизации от механических повреждений, повышена надежность ввода, его механическая прочность и жесткость;

ввод компактен, его присоединительные узлы унифицированы, что позволяет быструю замену одного ввода другим и использование ввода в различных измерителях;

простота конструкции обеспечивает высокую ремонтпригодность ввода в судовых условиях.

Герметичный ввод для грузонесущих кабелей. Герметичный ввод разработан Ю. В. Комягиным, предназначен для ввода жил грузонесущего кабеля в измерительный прибор и применяется для крепления последнего непосредственно к этому кабелю. Используется при зондировании и буксировке посредством грузонесущих кабелей КГ-1 и КГ-3.

Конструкция представлена на рис. 3.11.

Ввод унифицирован и находит широкое применение как в буксируемых, так и в зондируемых измерителях.

Герметизация соединения корпуса ввода с корпусом измерителя обеспечивается стандартными резиновыми кольцами круглого сечения.

Технические характеристики

Глубина погружения, м	до 3000
Осевая нагрузка для КГ-1, кг	2000
„ „ КГ-4, кг	4000
Рабочее напряжение (постоянного или переменного тока частотой до 3 МГц), В	$1 \cdot 10^{-3}$ —220
Рабочий ток на контакт, А	$1 \cdot 10^{-3}$ —2,5
Сопrotивление изоляции, МОм	не менее 100
Габаритные размеры:	
наибольший диаметр, мм	84
наибольшая длина, мм	150

Ввод конструктивно выполнен в виде законченного узла и функционально подразделен на две части:
 силовой узел заделки броневой оплетки кабеля;
 узел герметизации жил кабеля.

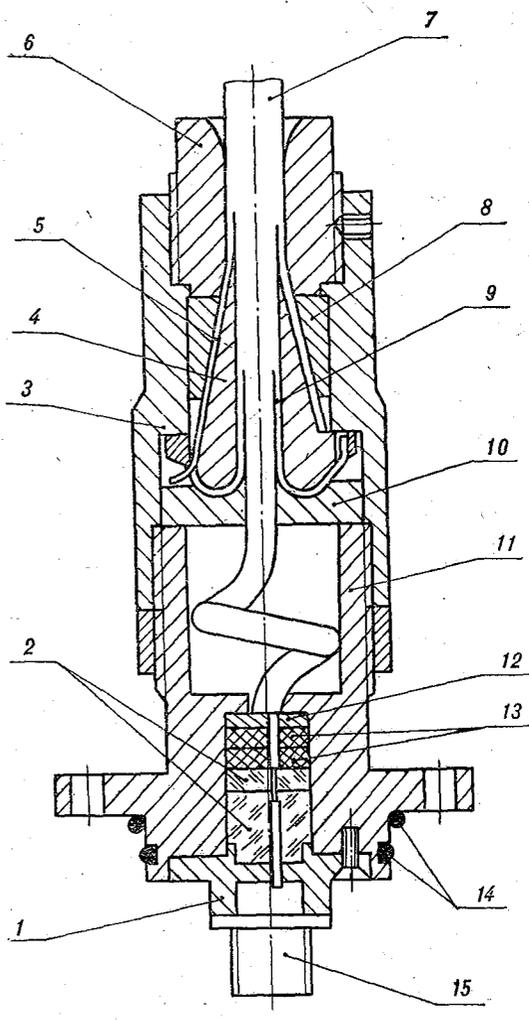


Рис. 3.11. Герметичный ввод для грузонесущих кабелей.

1 — корпус разъема; 2 — уплотнение в разъеме; 3 — оболочка; 4 — уплотнение; 5 — зажим; 6, 8 — втулка; 7 — кабель; 9 — кабель без оболочки; 10 — кольцо ввода; 11 — корпус ввода; 12, 13 — кольца уплотнения

Силовой узел заделки представляет собой корпус силовой части, в котором с помощью втулки, обоймы и вкладыша зажимаются внешний и внутренний повивы брони кабеля.

Конструкция обоймы выполнена таким образом, что позволяет при различных диаметрах проволоки внешнего и внутреннего повивов обеспечить равномерное обжатие повивов и их надежное закрепление в корпусе.

Проволоки внутреннего повива брони зажимаются обоймой и вкладышем при навинчивании корпуса силовой части на корпус ввода, а проволоки внешнего повива — конусной втулкой с помощью гайки.

Герметизация жил кабеля осуществляется с помощью обоймы (состоящей из металлических шайб, изолятора и резиновых прокладок), через которую пропущены жилы кабеля.

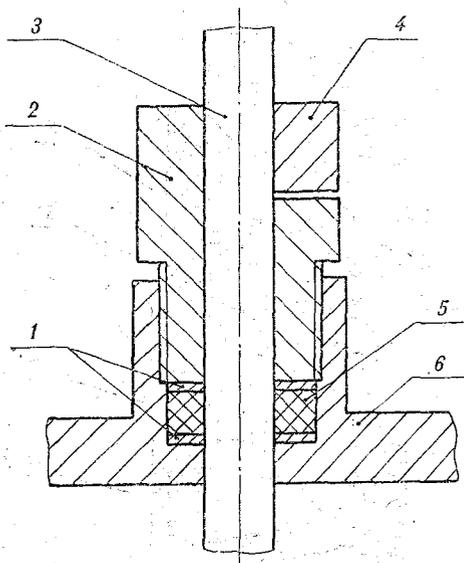


Рис. 3.12. Герметичный сальниковый ввод.

1 — кольца уплотнения; 2 — корпус ввода;
3 — кабель; 4, 5 — кольца; 6 — корпус прибора.

Предварительное обжатие обоймы обеспечивается сменной втулкой. На втулке установлена розетка соединителя 2РМ, на которую распаиваются жилы кабеля. При погружении вода, попадая внутрь корпуса, давит на обойму, сжимая ее прокладки и уплотняя соединение.

Материалы деталей ввода выбираются в зависимости от материала брони кабеля с учетом материала прочного корпуса измерителя во избежание гальванической пары между вводом, броней кабеля и корпусом измерителя.

Конструктивные особенности: равномерное обжатие и закрепление обих повивов брони кабеля для надежности крепления измерителя к грузонесущему кабелю; самоуплотнение при герметизации жил кабеля для повышения надежности герметизации ввода; применение сменной втулки для использования различных розеток.

Герметичный сальниковый ввод [76]. Самым простым является герметичный сальниковый ввод, представленный на рис. 3.12.

Сальниковый ввод монтируется непосредственно на прочном корпусе измерителя и состоит из гайки, с помощью которой через металлические шайбы сжимается резиновая прокладка, уплотняя кабель.

Для надежного уплотнения предварительное поджатие должно обеспечивать сжатие резиновой прокладки на 25—30 % [76].

Материал деталей сальникового ввода и их покрытие должны соответствовать материалу и покрытию прочного корпуса измерителя (алюминиевые сплавы, различные стали, латуни, титановые сплавы).

Однако применение сальниковых вводов ограничено низким уровнем герметизации.

3.3. Узлы герметизации (уплотнения)

Большое внимание при проектировании прочных корпусов различных гидрофизических средств измерений, работающих в условиях гидростатического давления, необходимо уделять проектированию узлов герметизации различных мест соединений деталей и узлов прочного корпуса, как-то: соединение крышки с корпусом, места установки герметичных соединителей и вводов, различного рода датчиков и преобразователей, иллюминаторов и т. д., так как надежная работа измерителя зависит от надежности уплотнения всех стыков.

Уплотнения по своему назначению могут быть подразделены на две группы: статические и динамические.

К статическим относятся уплотнения неподвижных стыков и соединений.

К динамическим относятся уплотнения движущихся частей измерителя. Динамические уплотнения применяются редко. Поэтому рассмотрим часто применяемые статические уплотнения.

Можно выделить следующие типы уплотнений: с помощью плоских эластичных и жестких прокладок; за счет эластичных колец круглого сечения; применение сальниковых уплотнений.

Простым по конструкции является уплотнение эластичной плоской прокладкой, расположенной между двумя соединяемыми деталями. Такое уплотнение показано на рис. 3.13 а.

Для уплотнения с целью надежной герметизации необходимо, чтобы давление от предварительного сжатия прокладки было значительно больше рабочего давления. При этом сила трения прокладки об уплотняемые поверхности соединения будет больше, чем сила давления воды на боковую поверхность прокладки. Прокладка должна заполнять все неровности поверхностей соединяемых деталей.

Надежная герметизация обеспечивается при сравнительно низких рабочих давлениях и при использовании жестких фланцев.

Важное значение при проектировании плоских прокладок имеет правильный выбор геометрии поперечного сечения прокладки, так как увеличение ширины и толщины прокладки ведет к увеличению усилия затяжки соединения, что влечет за собой увеличение размеров и массы конструкции. Уменьшение же толщины прокладки

или ее ширины приводит к снижению усилия затяжки, но снижает и надежность герметизации.

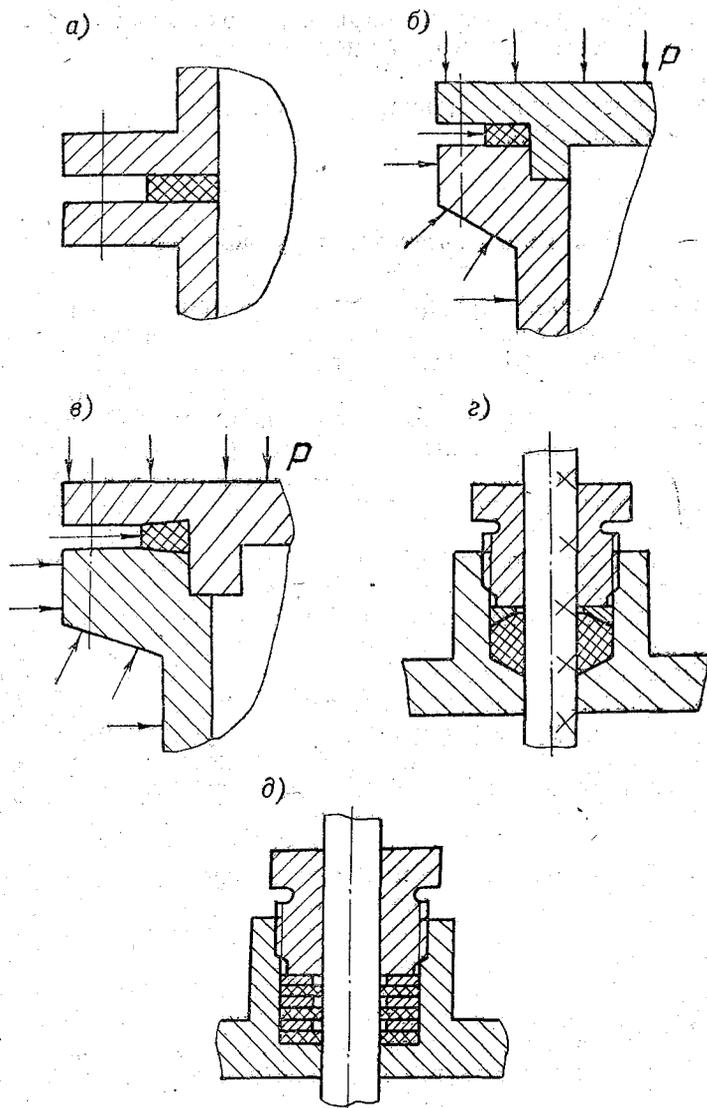


Рис. 3.13. Узлы герметизации.

Такой вид уплотнения применим только для малых глубин погружения.

Желательно, чтобы герметичность достигалась возможно меньшими уплотняющими давлениями, чтобы прокладка не выдавливалась и не раздавливалась.

В значительно лучших условиях находятся прокладки при уплотнении, показанном на рис. 3.13 б. При таком уплотнении используется рабочее давление для получения на контактной поверхности суммарного давления, превышающего рабочее. Внешнее усилие затяжки должно быть меньше рабочего давления. При этом прокладка устанавливается на уплотняемую деталь с натягом (внутренний диаметр прокладки должен быть меньше уплотняемого диаметра).

Эксплуатация таких уплотнений показывает, что достаточно такое первоначальное усилие затяжки, при котором прокладка сжимается на 25—30 %, обеспечивая герметизацию стыка. Дальше действует принцип самоуплотнения. Внешнее давление обжимает прокладку, повышая надежность герметизации.

Широко применяется тип уплотнения, представленный на рис. 3.13 в, в котором также используется принцип самоуплотнения. В данном случае, так же как и в рассмотренном выше, прокладка сжимается усилием затяжки на 25—30 %, а надежность герметизации повышается применением скоса на обеих уплотняемых деталях.

Уплотнения можно унифицировать по элементам уплотнения: размерам поперечного сечения прокладки; углу скоса и зазору между фланцами в уплотняемых деталях; виду посадки соединения. В настоящее время приняты: размеры поперечного сечения прокладки 5×6 мм; угол скоса $5^\circ \pm 30'$; зазор между фланцами — 3 мм.

Данное уплотнение простое, технологичное, обеспечивает хорошую герметизацию и надежность работы измерителей в корпусе.

Применение жестких металлических прокладок для уплотнения стыков ограничено тем, что в этом случае для надежной герметизации требуется большое предварительное усилие затяжки.

Сальниковое уплотнение. При работе измерителей на малых глубинах погружения (до 1000 м) для уплотнения кабелей можно использовать сальниковые уплотнения, представленные на рис. 3.13 г, д.

В этом случае уплотнение достигается путем сжатия сальника на 25—30 % (рис. 3.13 г).

Разновидностью сальникового уплотнения является пластинчатое уплотнение, состоящее из набора чередующихся плоских эластичных прокладок и металлических шайб, затягивающихся гайкой, как и вышеуказанное сальниковое уплотнение, но имеющее много поверхностей контакта (по числу эластичных прокладок).

При проектировании находят применение уплотнения для кольца круглого сечения [76].

Для обеспечения надежности конструкции уплотнения необходимо: создать начальное контактное давление (путем соответствующего натяга или растяжения и предварительного обжатия уплотнительного кольца); использовать принцип самоуплотнения; предусмотреть невозможность выдавливания кольца в зазор (за счет обеспечения малого зазора между уплотняемыми деталями).

Уплотнения стандартными кольцами круглого сечения разделяются на следующие виды:

- а) радиальное уплотнение (рис. 3.14 а);
- б) торцевые уплотнения (рис. 3.14 б, в);
- в). уплотнение по конусной фаске (рис. 3.14 г);

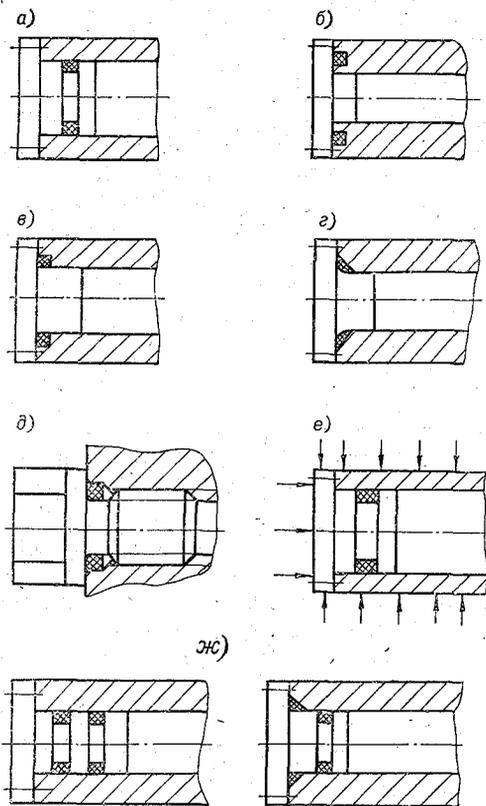


Рис. 3.14. Узлы герметизации кольцами круглого сечения.

г) уплотнение резьбового соединения (рис. 3.14 д).

При использовании колец круглого сечения в условиях больших давлений в радиальном уплотнении следует применять защитные кольца из фторопласта, которые предохраняют резину от выдавливания в зазор и устанавливаются со стороны, противоположной направлению давления (рис. 3.14 е).

Для повышения надежности герметизации измерителей следует применять две линии герметизации (рис. 3.14 ж).

Материалы, применяемые для изготовления герметизирующих прокладок, выбираются по следующим характеристикам: прочно-

сти; эластичности; сопротивляемости агрессивному воздействию морской воды; непроницаемости; способности не набухать в рабочей среде.

Для эластичных прокладок широко используется резина (марок ИРП 3012, НО-68-1), обладающая эластичностью, непроницаемостью, хорошей сопротивляемостью в морской воде.

При выполнении эластичного уплотнения для небольших гидростатических давлений используется фторопласт-4, обладающий хорошей сопротивляемостью агрессивному воздействию морской воды, имеющий низкий коэффициент трения, но характеризующийся хладотекучестью при больших давлениях. Фторопласт-4 используется для изготовления защитных колец, применяемых вместе с кольцами круглого сечения.

Для жестких прокладок в качестве материала можно рекомендовать отожженную медь, обладающую высокой антикоррозионной стойкостью и незначительной твердостью.

3.4. Иллюминаторы

Иллюминаторы, изготавливаемые из органических, силикатных и кварцевых стекол, проектируются с учетом достижения неизменности их оптических свойств в течение длительного времени и сохранности наружной поверхности в условиях высокого гидростатического давления и агрессивности морской воды. Разброс значений температурного коэффициента расширения, модуля упругости, напряжений сжатия и расширения, усложняет проектирование и изготовление иллюминаторов. Для устранения разрушения конструкции на стыке стекло—металл освоено несколько вариантов технических решений: подбор пары стекло—металл, близких по коэффициенту температурного расширения; ввод компенсирующего элемента (например, оксидного компаунда) с температурным коэффициентом промежуточным между стеклом и металлом; подбор элементов конструкций стекло—металл с одинаковой жесткостью конструкции; снижение контактных напряжений в местах соприкосновения стекло—металл за счет тщательной обработки и подгонки стыкуемых поверхностей.

Рассмотрим две конструкции иллюминаторов.

Конический иллюминатор показан на рис. 3.15 а.

В качестве герметизирующего материала используется резина или оргстекло. Конические иллюминаторы из стекла К-8 предназначены для работ на глубинах до 2000 м, а из кварцевого стекла — до 5000—6000 м.

Испытания иллюминаторов, выполненных без специальных технологических приемов, приводили, как правило, к разрушению стеклоэлементов. Иллюминаторы такой конструкции из оргстекла выдерживают высокое давление, но от солнечной радиации и от смены среды вода—воздух иллюминаторы из оргстекла меняют свои оптические свойства и требуется их замена.

Конические иллюминаторы из оргстекла могут применяться в глубоководных аппаратах в качестве смотровых иллюминаторов. Оптимальный угол наклона образующей конуса для иллюминаторов из силикатного или органического стекла 45° [76].

Второй вид конструкций иллюминаторов показан на рис. 3.15 б. Иллюминатор цилиндрической формы вклеивается клеем К-400

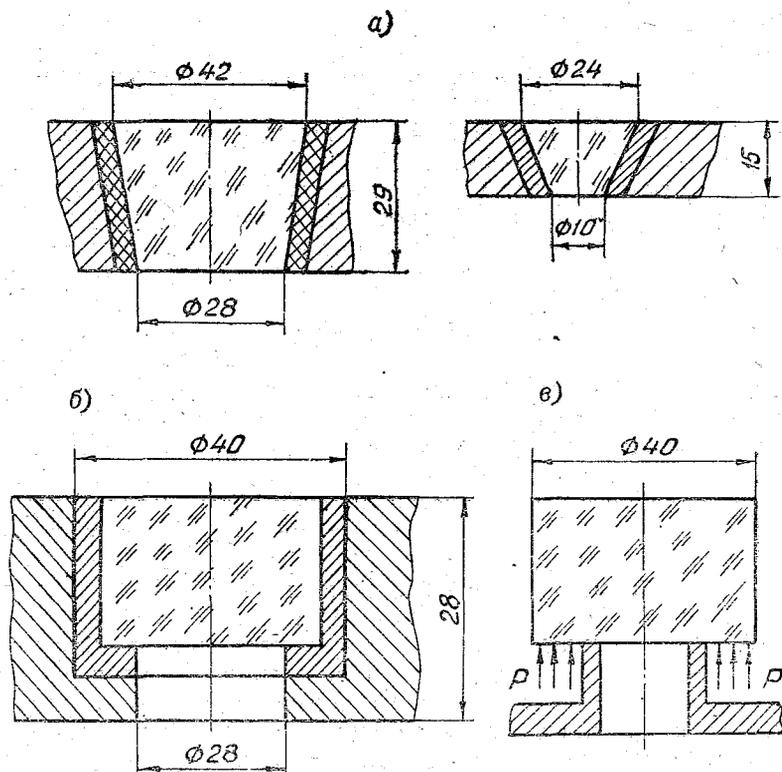


Рис. 3.15. Иллюминаторы.

в обойму, которая устанавливается на крышке. Соединение герметизируется круглыми резиновыми кольцами.

На рис. 3.15 в показана схема «разгруженного» иллюминатора.

Оптические характеристики стеклоэлементов в процессе испытаний неизменны в широких пределах.

3.5. Зондирующие информационно-измерительные комплексы

Одним из наиболее распространенных и отработанных методов измерения параметров морской воды в точке океана с борта дрейфующего судна или с островного основания является зондирова-

ние водной толщи специальными измерительными приборами (зондами). В процессе развития океанографической измерительной техники зонды разрабатывались с использованием различных принципов измерения, преобразования и передачи информации.

Рассматриваемые зонды объединяет то, что они построены на основе системного подхода к выбору всех интерфейсов [78]. При проектировании и изготовлении зондов большое внимание уделялось вопросам унификации. Зонды имеют унифицированные измерительные каналы и позволяют без дополнительной доработки менять состав и количество измерительных каналов, вид регистрации получаемой информации и характер ее первичной обработки. Бортовые вычислители komponуются из типовых и специфицированных компьютерных подсистем. Управление опросом измерительных каналов, шагом дискретности измерений, формой регистрации и первичной обработкой данных достигается программным путем.

Бортовые подсистемы зондов входят в состав интегрированных гидрофизических комплексов.

Гидрологический зондирующий комплекс предназначен для измерения температуры, электропроводности, гидростатического давления путем зондирования с борта судна или платформы в диапазоне глубины от поверхности до 6000 м. В состав комплекса входят: погружаемое устройство с устройством отбора проб воды или кассетой батометров, блок управления и контроля, блок вычислений и индикации, блок магнитной регистрации. Погружаемое устройство опускается на грузонесущем одножильном кабеле типа ЕГ1-53-180, по которому подаются с бортового устройства питание, сигналы управления батометрами, а с погружного устройства — информация. Результаты измерений индицируются на цифровых табло блока вычисления и индикации в виде абсолютных значений измеряемых параметров, на блоке управления комплексом в двоичном коде и регистрируются в цифровой форме на цифropечатающем устройстве, магнитном регистраторе по выбору оператора. Для контроля работы комплекса в ходе эксперимента в графической форме на двухкоординатном самописце типа ЛКД-04 и на лентах потенциометров типа КСП-4 регистрируются любые параметры по выбору оператора. Блоки бортового устройства унифицированы и komponуются в бортовую стойку в составе, позволяющем обеспечить решаемые задачи.

Комплекс зондирующий снабжен устройствами сигнализации аварийных ситуаций, повышающими его эксплуатационную надежность и безопасность в работе [40].

Внешний вид комплекса показан на рис. 3.16.

Технические характеристики зонда

Измерительный канал температуры

Диапазон измерения, °С	$(-2 \pm 0,5) - (35 \pm 1)$
Цена единицы младшего разряда выходного кода, °С	$0,0025 \pm 0,0005$
Предел допускаемого значения погрешности, °С	$\pm 0,025$
Показатель тепловой инерции первичного измерительного преобразователя температуры, с	не более 0,05

Статическая характеристика преобразования

$$t = C_{0t} - C_{1t}N_t^{(10)} + C_{tk}(N_k^{(10)} - N_{k20}^{(10)}), \quad (3.28)$$

где C_{0t} , C_{1t} , C_{tk} — коэффициенты; $N_t^{(10)}$ — значение выходного кода в десятичной системе счисления; $N_{k20}^{(10)}$ — значение выходного кода контрольного канала

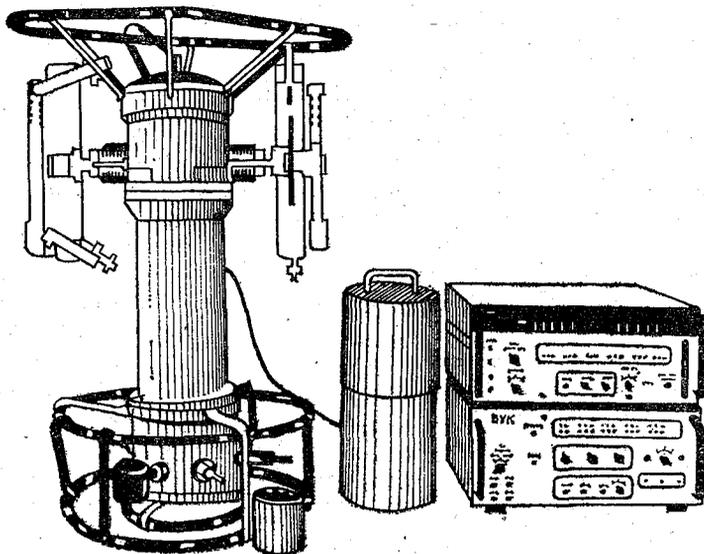


Рис. 3.16. Гидрологический зондирующий комплекс.

Выходной код — 14-разрядный предварительный двоичный

Измерительный канал удельной электрической проводимости

Диапазон измерения:

1-й поддиапазон, См/м

$(1,5 \pm 0,2) - (5,5 \pm 0,4)$

2-й поддиапазон, См/м

$(2,5 \pm 0,4) - (6,5 \pm 0,2)$

Цена единицы младшего разряда выходного кода, См/м

$0,00025 \pm 0,00005$

Предел допускаемого значения погрешности измерения

не более $0,002 + 3 \cdot 10^{-4}$

при доверительной вероятности 0,95, См/м

Статическая характеристика преобразования:

1-й поддиапазон

$$x_1 = \frac{C_{0x_1} - C_{1x_1}N_x^{(10)}}{1 + C_{kp}P}; \quad (3.29)$$

2-й поддиапазон

$$x_2 = \frac{C_{0x_2} - C_{1x_2}N_x^{(10)}}{1 + C_{kp}P}, \quad (3.30)$$

где C_{0x_1} , C_{0x_2} , C_{1x_2} , C_{1x_1} , C_{kp} — коэффициенты; $N_x^{(10)}$ — значение выходного кода; P — гидростатическое давление

Выходной код — 14-разрядный последовательный двоичный

Измерительный канал гидростатического давления

Диапазон измерения, МПа	0—60
Время измерения каждого параметра, мс	64
Дискретность опроса параметра, мс	не более 0,25
Длина линии связи, м	до 6500
Статическая характеристика преобразования	

$$P = C_{0P} - \frac{C_{1P}}{1 + C_{\kappa P} N_P} (N_{P0}^{(10)} - N_{P0ф}^{(10)}) + C_{1P} N_P^{(10)} + C_{2P} (N_P^{(10)})^2 + C_{3P} (N_P^{(10)})^3, \quad (3.31)$$

где C_{0P} , C_{1P} , C_{2P} , C_{3P} , $C_{\kappa P}$ — коэффициенты; $N_P^{(10)}$ — значение выходного кода; $N_{P0}^{(10)}$ — значение выходного кода при нулевом избыточном давлении перед началом измерения; $N_{P0ф}^{(10)}$ — значение выходного кода при нулевом избыточном давлении для конкретного датчика давления [120]

Прибор обеспечивает вывод измерительных параметров на регистраторы КСП-4, ПДС-021 на ленточный перфоратор, на индикаторное табло, на магнитный регистратор.

Зонд гидролого-оптико-химический (рис. 3.17) является последней модификацией многоканальных измерителей и предназначен для измерений температуры, относительной электрической проводимости морской воды, гидростатического давления, показателя ослабления направленного света биолюминесценции, растворенного кислорода и отбора проб воды, а также для работы с борта судна или платформы на глубинах 0—6000 м.

Зонд спроектирован в кабельном и автономном вариантах [70, 76].

Измерительный канал температуры

Диапазон измерения, °С	—2... 35
Наименьшая цена единицы младшего разряда, °С	не более 0,001
Пределы допустимого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	±0,02
Предел допустимого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	0,0025
Показатель тепловой инерции первичного измерительного преобразователя в воде при скорости обтекания 0,5—2 м/с, с	не более 0,05
Характерный линейный размер первичного измерительного преобразователя температуры по направлению движения, м	0,1 ± 0,01

Измерительный канал удельной электрической проводимости

Диапазон измерения	0,15—1,6
Наименьшая цена единицы младшего разряда	не более $2,5 \cdot 10^{-5}$
Характерный линейный размер первичного измерительного преобразователя электрической проводимости по направлению движения, м	0,1 ± 0,01

Измерительный канал гидростатического давления

Диапазон измерения, МПа

0—62

Наименьшая цена единицы младшего разряда:

в диапазоне давления 0—10 МПа, МПа

не более $1 \cdot 10^{-3}$

в диапазоне давления 10—62 МПа, МПа

не более $4 \cdot 10^{-3}$

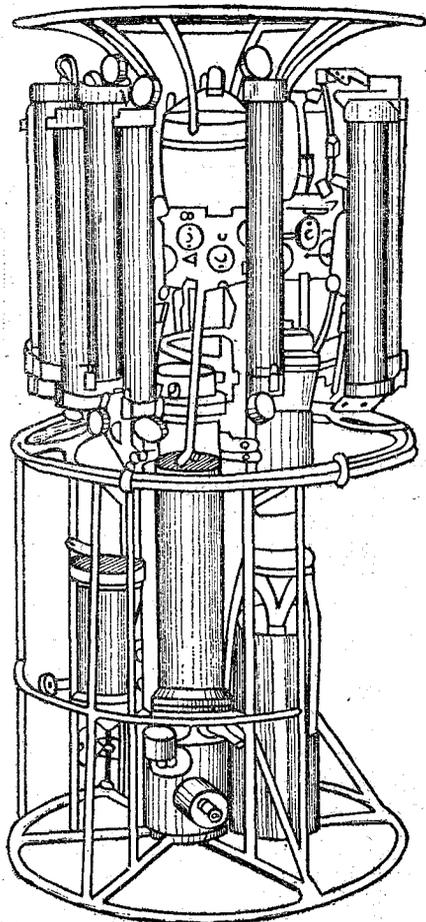


Рис. 8.17. Зонд гидролого-оптико-химический.

Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95 не должен превышать $2,5 \cdot 10^{-3}$ МПа в диапазоне давления 0—10 МПа и $10 \cdot 10^{-3}$ МПа в диапазоне давления 10—62 МПа.

Измерительный канал концентрации растворенного в воде кислорода

Диапазон измерения, ‰ (по объему)

0—12

Наименьшая цена единицы младшего разряда, ‰ (по объему)

не более 0,01

Показатель инерции первичного измерительного преобразователя при скорости зондирования 0,5—2 м/с, с	не более 0,3
Предел допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, ‰ (по объему)	не более $\pm 0,15$
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, ‰ (по объему)	не более 0,05

Измерительный канал показателя ослабления направленного света

[производит одновременное измерение на двух длинах волн: $\lambda_1 = (450 \pm 10)$ нм;
 $\lambda_2 = (620 \pm 10)$ нм]

Диапазон измерения, м ⁻¹	0,01—0,5
Наименьшая цена единицы младшего разряда, м ⁻¹	не более 0,001
Пределы допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95 на воздухе, м ⁻¹	$\pm (0,003—0,03) \varepsilon$ (ε — измеряемое значение показателя ослабления направленного света)
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной погрешности при доверительной вероятности 0,95, м ⁻¹	0,005
Характерный линейный размер по направлению движения, м	не более 0,5

Измерительный канал подводной облученности

(производит измерение на длине волны $\lambda = 480 \pm 20$ нм)

Диапазон измерения, Вт/м ²	$0,5 \cdot 10^{-5}—0,5 \cdot 10^2$
Наименьшая цена единицы младшего разряда, Вт/м ²	не более $(0,1 \cdot 10^5 + 0,01)$
Пределы допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, Вт/м ²	$\pm (0,25 \cdot 10^5 + 0,1) \varepsilon$
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, Вт/м ²	$0,1 \cdot 10^{-5} + 0,02$

Измерительный канал биоломинесцентного излучения

Диапазон измерения, Вт/м ²	$2 \cdot 10^{-6}—2 \cdot 10^4$
Наименьшая цена единицы младшего разряда, Вт/м ²	не более $1 \cdot 10^{-6}$
Пределы допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, Вт/м ²	$(1 \cdot 10^{-6} + 0,1) \varepsilon$ (ε — измеряемое значение биоломинесценции)
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, Вт/м ²	$1 \cdot 10^{-6}$
Время осреднения, с	5 ± 1

Общие технические характеристики

Интервал дискретности измерения, с	0,25
Емкость автономного накопителя информации, Мбит	2
Емкость бортового магнитного регистратора, Мбит	6,4
Число пробоборников	26
Общая масса погружаемого устройства, кг	не более 150
„ „ бортового устройства, кг	50

Зонд для измерения профиля скорости течения. Зонд (рис. 3.18) предназначен для измерения следующих основных параметров морской воды: трёх составляющих вектора скорости течения, скорости звука, температуры, относительной электрической проводимости, гидростатического давления [40].

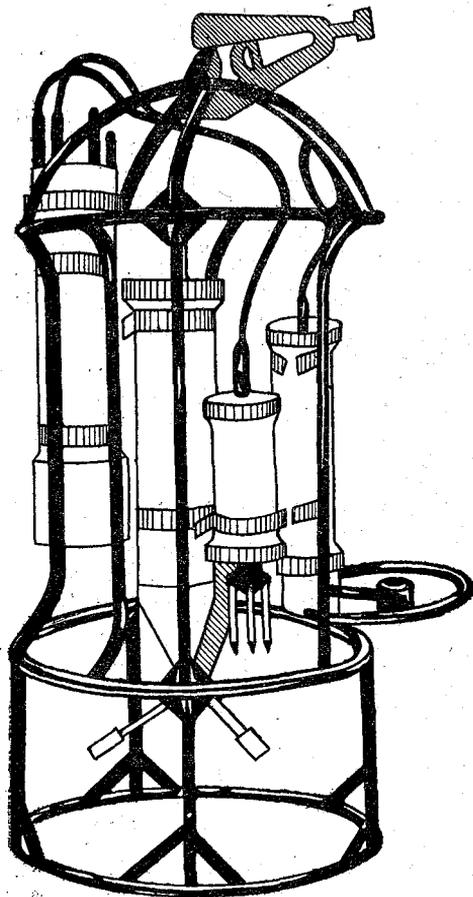


Рис. 3.18. Зонд гидрофизический.

Для определения пространственной ориентации комплекс должен измерять и преобразовывать следующие вспомогательные параметры: углы крена и дифферента погружаемого устройства; угол между горизонтальной проекцией продольной оси погружаемого устройства и магнитным меридианом; угол между горизонтальной проекцией условной продольной оси судна и горизонтальной проекцией вытравленного грузонесущего кабеля; длины отрезков сматывающегося кабеля; курс судна по показаниям репитера гироскопа; интервалы текущего времени.

Измерительный канал составляющих вектора скорости течения

Диапазон измерения, м/с	—2,5... 2,5
Цена единицы младшего разряда, м/с	не более 0,005
Пределы допускаемого значения погрешности при доверительной вероятности 0,95, м/с	$\pm (1-5) \cdot 10^{-2}$
Время измерения, с	не более 0,035

Измерительный канал температуры

Диапазон измерения, °С	—2... 35
Цена единицы младшего разряда, °С	более 0,0015
Пределы допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	$\pm 0,025$
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	0,0025
Показатель тепловой инерции первичного измерительного преобразователя, с	не более 0,05

Измерительный канал относительной электрической проводимости морской воды

Диапазон измерения, См/м	0,35—1,5 (1,5—6,5)
Цена единицы младшего разряда, См/м	не более $3,5 \cdot 10^{-5}$ ($1,5 \cdot 10^{-4}$)
Среднее квадратическое отклонение составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, См/м	($2,5 \cdot 10^{-4}$) $1 \cdot 10^{-4}$

Измерительный канал гидростатического давления

Диапазон измерения, МПа	0—20
Цена единицы младшего разряда, МПа	не более $2,5 \cdot 10^{-3}$
Среднее квадратическое отклонение составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, МПа	$5 \cdot 10^{-3}$

Измерительный канал угла между горизонтальными проекциями продольной оси ПУ и магнитным меридианом

Диапазон измерения, °	0—360
Цена единицы младшего разряда, °	не более 1,5
Предел допускаемой погрешности при доверительной вероятности 0,95, °	+3
Время установления показаний, с	не более 0,5

Измерительный канал углов крена и дифферента

Диапазон измерения, °	—45... 45
Цена единицы младшего разряда, °	не более 0,5

Предел допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С не более 0,05

Показатель тепловой инерции первичного преобразователя температуры, с не более 0,05

Статическая характеристика преобразования

$$t = C_{0t} + C_{1t}N_t^{(10)}, \quad (3.32)$$

где C_{0t} , C_{1t} — коэффициенты; $N_t^{(10)}$ — значения выходного кода в десятичной системе счисления

Выходной код — 15-разрядный двоичный

Измерительный канал удельной электрической проводимости

Диапазон измерения:

1-й поддиапазон, См/м 1,8—5,1

2-й поддиапазон, См/м 2,9—6,0

Цена единицы младшего разряда выходного кода, См/м не более 0,00015

Предел допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, См/м не более 0,005

Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, См/м не более 0,0005

Статическая характеристика преобразования:

1-й поддиапазон

$$x = C_{0x_1} + C_{1x_1}N_x^{(10)}, \quad (3.33)$$

2-й поддиапазон

$$x_2 = C_{0x_2} + C_{1x_2}N_x^{(10)}, \quad (3.34)$$

где C_{0x_1} , C_{0x_2} , C_{1x_1} , C_{1x_2} — коэффициенты; $N_x^{(10)}$ — значение выходного кода

Измерительный канал пульсации удельной электрической проводимости

Диапазон измерения, См/м —0,01... 0,01

Диапазон частот, Гц 0,05—0,50

Цена единицы младшего разряда выходного кода, См/м не более 0,0001

Предел допускаемого значения погрешности, См/м не более 0,003

Статическая характеристика преобразования

$$x_1 = C_{1x_1}N_{x_1}^{(10)}, \quad (3.35)$$

где C_{1x_1} — коэффициент; $N_{x_1}^{(10)}$ — значение выходного кода

Выходной код — 9-разрядный двоичный (1 разряд — знак измеряемой величины, 8 разрядов — значение измеряемой величины)

Измерительный канал гидростатического давления

Диапазон измерения, МПа 0—20

Цена единицы наименьшего разряда выходного кода, МПа не более 0,004

Предел допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, МПа	не более 0,5
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, МПа	не более 0,95
Время измерения параметров средних величин, с	не более 0,066
Время измерения пульсационного параметра, с	не более 0,01
Статическая характеристика преобразования	

$$P = C_{0P} N_P^{(10)} + C_{2P} (N_P^{(10)})^2 + C_{3P} (N_P^{(10)})^3, \quad (3.36)$$

где C_{0P} , C_{1P} , C_{2P} , C_{3P} — коэффициенты; $N_P^{(10)}$ — значение выходного кода
 Выходной код — 16-разрядный двоичный
 Продолжительность непрерывной работы погружаемого устройства без подзарядки блока питания — не менее 5 сеансов по 40 мин

Погружаемое устройство

Габаритные размеры, мм	не более 1680×1070×650
Масса, кг	не более 70

Бортовое устройство

Габаритные размеры, мм	не более 484×214×350
Масса, кг	не более 10

Блок питания

Габаритные размеры, мм	364×214×360
Масса, кг	не более 15

Блок регистрации и вывода информации

Габаритные размеры, мм	484×214×480
Масса, кг	не более 15
Потребляемая мощность бортовой аппаратуры от сети 220 В, 50 Гц, ВА	не более 60
Питающие напряжения погружаемого устройства, В (электропитание осуществляется от батареи аккумуляторов типа НКГК-ЗС-11У2)	+15, -15, +9, +5

Комплекс обеспечивает:
 прямой ввод получаемой информации в ЭВМ ЕС-1033;
 вычисление дисперсии пульсационной составляющей удельной электрической проводимости с временем осреднения (с):

в области НЧ —
 1-й диапазон 0,05—10 Гц; 100 с,

2-й диапазон в области ВЧ —	0,25—10 Гц; 20 с,
1-й диапазон	1—50 Гц; 5 с,
2-й диапазон	5—50 Гц; 1 с;

вывод получаемой информации на аналоговые регистраторы типа КСП, ПОДС-021 (ПДК-04) с дискретностью до 1/1024 от выводимого диапазона и на магнитный регистратор БРВИ;

вывод информации, получаемой по каналам измерения средних величин, на индикаторное табло в десятичном и шестнадцатиричном кодах.

Связь ПУ-01к с бортовой аппаратурой осуществляется одножильным грузонесущим кабелем длиной не более 3000 м и посредством индуктивной связи.

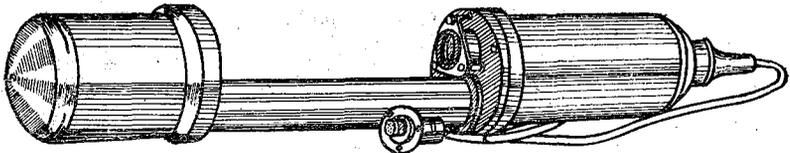


Рис. 3.20. Зонд гидрооптический.

Зонд гидрооптический. Зонд гидрооптический (рис. 3.20) предназначен для измерения и регистрации спектрального показателя ослабления направленного света, биолюминесцентного потенциала и гидростатического давления морской воды до глубины 2000 м.

Зонд состоит из измерителя показателя ослабления направленного света (ИПО), измерителя биолюминесцентного потенциала, распределительного устройства, бортового устройства и блока питания.

Измерители жестко укрепляются на сварной раме, к которой с помощью тросового зажима крепится грузонесущий кабель.

Технические характеристики

Измерительный канал спектрального показателя ослабления направленного света

Диапазон измерения для каждой длины волны 0,04—0,4

($\lambda_{\text{макс}1} = (450 \pm 10)$ нм; $\lambda_{\text{макс}2} = (500 \pm 10)$ нм;

$\lambda_{\text{макс}3} = (550 \pm 10)$ нм; $\lambda_{\text{макс}4} = (600 \pm 10)$ нм (конкретные значения волн указаны в паспорте), м^{-1}

Пределы допускаемого значения погрешности в рабочих условиях применения при доверительной вероятности 0,95, м^{-1} $\pm 0,03$

Угол зрения измерителя, ° не более 20

Статическая характеристика преобразования

$$\varepsilon = C_{n0\varepsilon} + C_{n1\varepsilon} N_{п\varepsilon}^{(10)}, \quad (3.37)$$

где $C_{лв}$, $C_{нлв}$ — коэффициенты; $N_{лв}^{(10)}$ — значение выходного кода в десятичной системе счисления
 Выходной код — 10-разрядный последовательный двоичный

Измерительный канал биолюминесцентного потенциала

Верхний предел измерения длины волны $\lambda = (490 \pm \pm 10)$ нм, мкВт/см ²	5 · 10 ⁻²
Пределы допускаемого значения погрешности в рабочих условиях применения при доверительной вероятности 0,95, мкВт/см ²	±0,0075
Угол зрения измерителя, °	30 ± 5
Статическая характеристика преобразования	

$$E = C_0 + C_1 N^{(10)}, \quad (3.38)$$

где C_0 , C_1 — коэффициенты; $N^{(10)}$ — значение выходного кода в десятичной системе счисления
 Выходной код — 10-разрядный последовательный двоичный
 Возбуждение микроорганизмов — механическое пассивное

Измерительный канал гидростатического давления

Диапазон измерения, МПа	0—20
Пределы допускаемого значения погрешности в рабочих условиях применения при доверительной вероятности 0,95, МПа	±0,1
Статическая характеристика преобразования	

$$P = C_{0P} + C_{1P} N^{(10)} + C_{2P} [N_P^{(10)}]^2 + C_{3P} [N_P^{(10)}]^3, \quad (3.39)$$

где C_{0P} , C_{1P} , C_{2P} , C_{3P} — коэффициенты; $N_P^{(10)}$ — значение выходного кода в десятичной системе счисления
 Выходной код — 14-разрядный последовательный двоичный

Рабочие условия применения

Температура окружающей среды:	
для бортового устройства, °С	5—40
для погружаемого устройства, °С	—2... 30
Относительная влажность для бортового устройства при температуре 27 °С, %	90 ± 3
Колебания, Гц	5—60
Качка:	
с периодом, с	15
с углом наклона, °	7—9
Напряжение питания, В	220 ± 22
Потребляемая мощность, В, А	не более 130,11

Зонд гидрофизический свободнопадающий. Зонд (рис. 3.21) является новой модификацией гидрофизического зонда и предназначен для измерения температуры, относительной электрической проводимости морской воды, гидростатического давления, пульсаций температуры, относительной электрической проводимости и состав-

ляющих вектора скорости течения в системе координат погружаемого устройства с целью исследования вертикальной тонкой структуры и пространственно-временной изменчивости гидрофизических полей океана. Зонд проводит измерения в режиме свободного па-

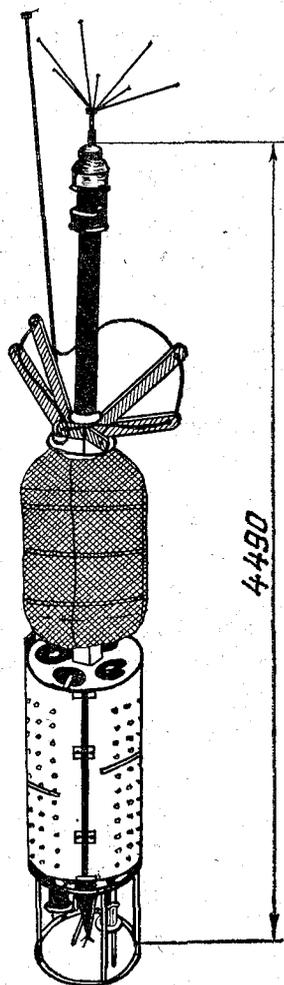


Рис. 3.21. Зонд гидрофизический.

дения погружаемого устройства до глубины 2000 м с регистрацией информации на автономном устройстве магнитной записи [70, 76].

Зонд имеет следующие характеристики:

Измерительный канал температуры

Диапазон измерения, °С

—2... 35

Цена единицы младшего разряда, °С

0,0015

Предельное значение среднего квадратического отклонения, °С	±0,0015
Показатель тепловой инерции, с	не более 0,05

Измерительный канал удельной электрической проводимости

Диапазон измерения, См/м	0,35—1,5 1,5—6,5
Цена единицы младшего разряда кода, См/м	не более $1,5 \cdot 10^{-4}$
Предельная погрешность среднего квадратического отклонения, См/м	$1,5 \cdot 10^{-4}$
Частота дискретизации, Гц	не менее 20

Измерительный канал гидростатического давления

Диапазон измерения, МПа	0—10,0
Цена единицы младшего разряда выходного кода, кПа	не более 0,5
Предельное значение среднего квадратического отклонения, кПа	0,5

Измерительный канал переменной температуры

Диапазон измерения амплитуд пульсаций, °С	—0,5... 0,5
Цена единицы младшего разряда выходного кода, °С	не более 0,001

Измерительный канал переменной удельной электрической проводимости

Диапазон измерения амплитуд пульсаций, См/м	—0,043... 0,043
---	-----------------

Измерительный канал переменных составляющих вектора скорости течения

Диапазон измерения амплитуды пульсаций вертикальной составляющей скорости течения, м/с	0,01—0,1
Диапазон измерения амплитуды пульсаций горизонтальных составляющих вектора скорости течения, м/с	0,01—0,25
Цена единицы младшего разряда выходных кодов, м/с	не более 0,001

Измерительный канал угловых величин

Курсовой угол:	
диапазон измерения, °	0—360
цена единицы младшего разряда, °	не более 1,5
Углы крена и дифферента:	
диапазон измерения, °	—45... 45
Цена единицы младшего разряда, °	не более 0,5
Предельная глубина погружения, м	2000
Скорость погружения ПУ, м/с	1,0—2,0

Рассмотренные зондирующие комплексы обеспечивают измерения изменчивости параметров гидрофизических полей в океане в широком диапазоне пространственно-временных масштабов (от сантиметров по пространству и от долей секунды по времени).

3.6. Гидрофизические буксирные информационно-измерительные комплексы

Буксируемые измерительные комплексы гидрофизических параметров, созданные в последние годы, предназначены для проведения экспериментальных исследований на ходу судна, что существенно сокращает время экспедиционных работ при съемке полигонов и проведении рекогносцировочных работ. Кроме того, создание таких комплексов позволяет выполнить попутные измерения на торговых и рыболовецких судах.

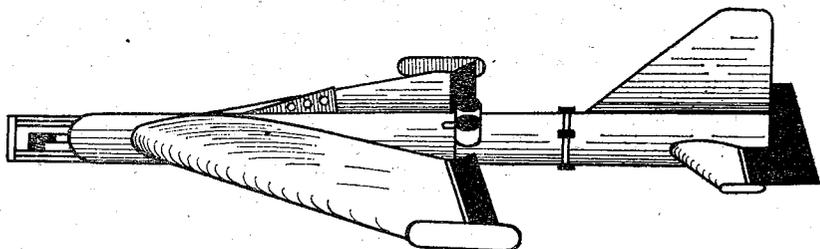


Рис. 3.22. Комплекс гидролого-оптический буксируемый.

При координации таких работ, централизованном сборе и обработке экспериментальных данных существенно расширяются возможности контроля изменчивости параметров физических полей в Мировом океане на значительных акваториях.

Комплекс гидролого-оптический буксируемый. Буксируемый управляемый по глубине комплекс (рис. 3.22) состоит из погружаемого и бортового устройств. Предназначен для измерения температуры, относительной электрической проводимости воды, гидростатического давления, показателя ослабления направленного света, флуоресценции в деятельном слое океана (0—200 м) на ходу судна при скорости буксировки до 16 уз, а также для вывода полученной информации на внешние устройства.

Применяется для определения пространственной изменчивости физических полей, характеристики внутренних волн и турбулентности, фронтальных зон и других явлений в верхнем слое океана.

Может осуществлять одиночные погружения — всплытия на ходу судна по команде с бортового устройства и периодически с заданной частотой буксироваться на заданном горизонте [29].

Комплекс имеет следующие технические характеристики:

Измерительный канал температуры

Диапазон измерения, °С	—2... 35
Цена единицы младшего разряда выходного кода, °С	не более 0,001
Предельное значение систематической погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	не более $\pm 0,025$

Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности, °С не более 0,0025

Показатель тепловой инерции первичного измерительного преобразователя температуры при скорости обтекания 10 м/с, с не более 0,2

Измерительный канал относительной электрической проводимости

Диапазон измерения, См/с 0,35—1,5
Цена единицы младшего разряда выходного кода, См/с не более $3,5 \cdot 10^{-5}$
Предельное значение систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, См/с $\pm 60 \cdot 10^{-5}$
Предельное значение случайной составляющей погрешности, См/с $1 \cdot 10^{-4}$

Измерительный канал гидростатического давления

Диапазон измерения, МПа 0—5
Цена единицы младшего разряда выходного кода, МПа не более $1 \cdot 10^{-3}$
Предельное значение систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95:
с преобразователем ПДВ-50 класса точности 0,4, МПа не более $\pm 0,045$
с преобразователем ПДВ-50 класса точности 0,15, МПа $\pm 0,02$
Предельная погрешность среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности, МПа не более $2 \cdot 10^{-3}$

Измерительный канал показателя ослабления направленного света
[одновременное измерение на двух длинах волн: $\lambda_1 = (480 \pm 10)$ нм;
 $\lambda_2 = (600 \pm 10)$ нм]

Ширина полосы пропускания светофильтров, нм 20 ± 5
Диапазон измерения, м⁻¹ 0,01—0,5
Цена единицы младшего разряда выходного кода, м⁻¹ не более 0,001
Предельное значение систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95 на воздухе, м⁻¹ $(0,005 \pm 0,05) \varepsilon$ (ε — показатель ослабления направленного света)
Предельное значение среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности не более 0,95, м⁻¹ не более 0,005
Характерный линейный размер по направлению движения, м $0,5 \pm 0,1$

Измерительный канал интенсивности флуоресценции хлорофилла а

Диапазон измерения концентрации (для определения флуоресценции), мкг/л	0,05—20
Цена единицы младшего разряда выходного кода, мкг/л	не более 0,05
Предельное значение погрешности при доверительной вероятности 0,95, %	$\pm (0,2 + 0,002 C_{\text{в}} / C_{\text{изм}} \cdot 100)$ ($C_{\text{в}} = 20$ мкг/л — верхнее значение диапазона измерения, $C_{\text{изм}}$ — измеряемое значение концентрации)
Погрешность нормируется в диапазоне температур, °С	10—35
Аттестация измерителя осуществляется по эталонному раствору окислителя оксидин-17 и нейтральным светофильтром	
Диапазон измерения хлорофилла а определяется из условий эксплуатации	

Измерительный канал углов крена и дифферента

Диапазон измерения углов крена, °	± 60
Диапазон измерения дифферента, °	± 45
Цена единицы младшего разряда выходного кода, °	не более 0,8
Предельное значение погрешности при доверительной вероятности 0,95, °	не более ± 3

Измерительный канал углов наклона руля глубины

Диапазон измерения, °	± 40
Цена единицы младшего разряда выходного кода, °	не более 0,8
Предельное значение погрешности канала угла наклона при доверительной вероятности 0,95, °	не более ± 3

Комплекс обеспечивает вывод информации в аналоговом виде на графопостроители, на перфоратор ПЛ-150; прием команд управления буксируемым устройством из ЭВМ «Электроника-60» и передачу их носителю; двунаправленный обмен данными с ЭВМ «Электроника-60»; индикацию данных на световом табло.

Межповерочный интервал измерительных каналов комплекса не менее 6 мес.

В качестве линии связи между буксируемым и бортовым устройством используется трехжильный грузонесущий кабель.

Буксируемый измеритель температуры и прозрачности. Комплекс (рис. 3.23) предназначен для измерений, индикации и регистрации результатов измерений показателя ослабления направленного света, температуры и давления морской воды до глубины 500 м в режиме буксировки на ходу судна и при зондировании с дрейфующего судна. Комплекс является последней модификацией буксируемого измерителя температуры и прозрачности в поверхностном слое океана [76].

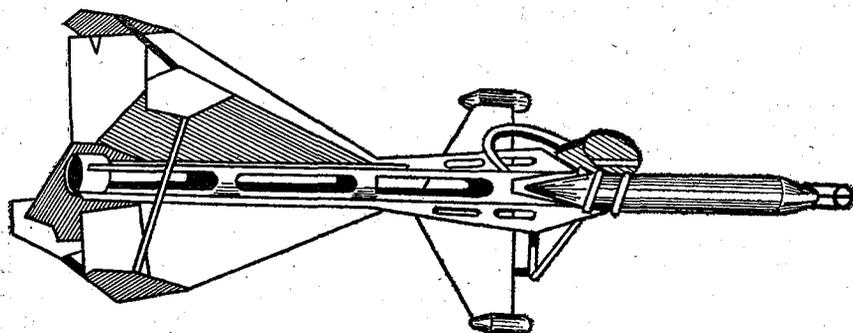


Рис. 3.23. Буксируемый измеритель температуры и прозрачности.

Комплекс имеет следующие характеристики измерительных каналов:

Измерительный канал температуры

Диапазон измерения, °С	—2... 35
Цена единицы младшего разряда кода, °С	не более 0,01
Предельная погрешность при доверительной вероятности 0,95, °С	±0,1
Статическая характеристика преобразования имеет вид	
$t = C_{0t} + C_{1t} + N_t^{(10)},$ (3.40)	
где C_{0t}, C_{1t} — коэффициенты; $N_t^{(10)}$ — выходной десятичный код	

Измерительный канал показателя ослабления направленного света

Диапазон измерения (для длины волны 420 ± 10 нм при ширине полосы пропускания ± 10 нм), m^{-1}	0,02—0,6
Цена единицы младшего разряда кода, m^{-1}	не более 0,004
Предельное значение погрешности при доверительной вероятности 0,95, m^{-1}	±0,04
Статическая характеристика преобразования имеет вид	
$\epsilon = C_0 + C_1 (N_{0п}^{(10)} - N_0^{(10)}) C_1 N^{(10)},$ (3.41)	
где C_0, C_1 — коэффициенты; $N_{0п}$ — начальный десятичный код, определенный на воздухе перед началом работ с измерителем; $N^{(10)}$ — выходной десятичный код	

Измерительный канал давления

Диапазон измерения, МПа	0—5
Цена единицы младшего разряда кода, МПа	не более 0,005
Предельное значение погрешности при доверительной вероятности 0,95, МПа	±0,01
Скорость буксировки измерителя, уз	не более 15

Статическая характеристика преобразования имеет вид

$$P = C_0 + C_1 (N_{0п}^{(10)} - N_0^{(10)}) - C_1 N^{(10)} + C_2 (N^{(10)})^2 + C_3 (N^{(10)})^3, \quad (3.42)$$

где C_0, C_1, C_2, C_3 — коэффициенты; $N_0^{(10)}$ — начальный десятичный код нулевого давления, $N^{(10)}$ — начальный десятичный код нулевого давления на воздухе перед началом работы

Буксируемо-зондирующий комплекс. Буксируемо-зондирующий комплекс предназначен для измерения температуры, относительной электрической проводимости и гидростатического давления морской воды. Комплекс применяется для измерения с борта судна в режиме зондирования или при буксировке со скоростью до 15 уз. Результаты измерений регистрируются с помощью бортовой аппаратуры в виде, удобном для последующей обработки на ЭВМ и визуального наблюдения [29, 38].

Основные технические характеристики

Измерительный канал температуры

Диапазон измерения, °С	—2... 35
Предельное значение погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	не более ±0,05
Цена единицы младшего разряда, °С	не более 0,01
Показатель тепловой инерции первичного измерительного преобразователя температуры при скорости обтекания 0,5 м/с, с	не более 0,05
Интервал дискретности измерения, передачи и регистрации всех каналов, с	1,5

Измерительный канал относительной электрической проводимости

Диапазон измерения:	
1-й поддиапазон, См/м	0,15—0,95
2-й поддиапазон, См/м	0,7—1,6
Предельное значение погрешности при доверительной вероятности 0,95, См/м	не более ±1,25·10 ⁻³
Цена единицы младшего разряда выходного кода, См/м	не более 9,5·10 ⁻⁴
Выходной код — 12-разрядный последовательный двоичный	

Измерительный канал гидростатического давления

Диапазон измерения, МПа	0—10
Предельное значение погрешности при доверительной вероятности 0,95, %	не более ±0,25
Цена единицы младшего разряда, МПа	1·10 ²
Выходной код — 12-разрядный последовательный двоичный	

Связь погружаемого и бортового устройств осуществляется однопровольным кабель-тросом длиной не более 6500 м. В комплексе предусмотрена звуковая и световая сигнализация при попадании воды в погружаемое устройство, коротком замыкании и разрыве линии связи, а также контроль 100 м при подъеме прибора.

Учитывая режим эксплуатации прибора, зондирование на ходу судна, комплексу заданы следующие предельные условия эксплуатации:

Температура окружающей среды, °С	—50... 65
Относительная влажность (при температуре 35 °С), %	до 95
Давление для погружаемых устройств, МПа	до 15
Межповерочный интервал комплекса, мес	не более 6

Буксируемый измеритель температуры. Буксируемый измеритель температуры (рис. 3.24) предназначен для измерения температуры поверхностного слоя океана по пути следования судна и имеет следующие технические характеристики:

Диапазон измерения, °С	—2... 35
Пределы допускаемого значения погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	±0,1
Цена единицы младшего разряда выходного кода, °С	не более 0,01
Показатель тепловой инерции, с	1
Напряжение питания, В; Гц	220; 50
Потребляемая мощность, ВА	не более 5
Максимальная глубина погружения, м	100
Максимальная скорость буксировки, уз	15
Продолжительность непрерывной работы, ч	240
Статическая характеристика преобразования	

$$t = C_{0t} + C_{1t}N_t^{(10)}, \quad (3.43)$$

где C_{0t} , C_{1t} — коэффициенты; $N_t^{(10)}$ — значение выходного кода в десятичной системе счисления

Бортовое устройство обеспечивает: преобразование получаемой информации в десятичный код, его индикацию в физических величинах (°С); осреднение результатов измерения в течение 5, 60, 300, 600 с по выбору оператора; регистрацию на аналоговый регистратор типа КСП и на цифровые каналы регистрации системы КСИМ-72Б; дискретность отсчета — 1 с.

Связь погружаемого и бортовых устройств осуществляется по одножильному кабель-тросу. Напряжение питания бортового устройства 220 В, 50 Гц, потребляемая мощность 80 ВА.

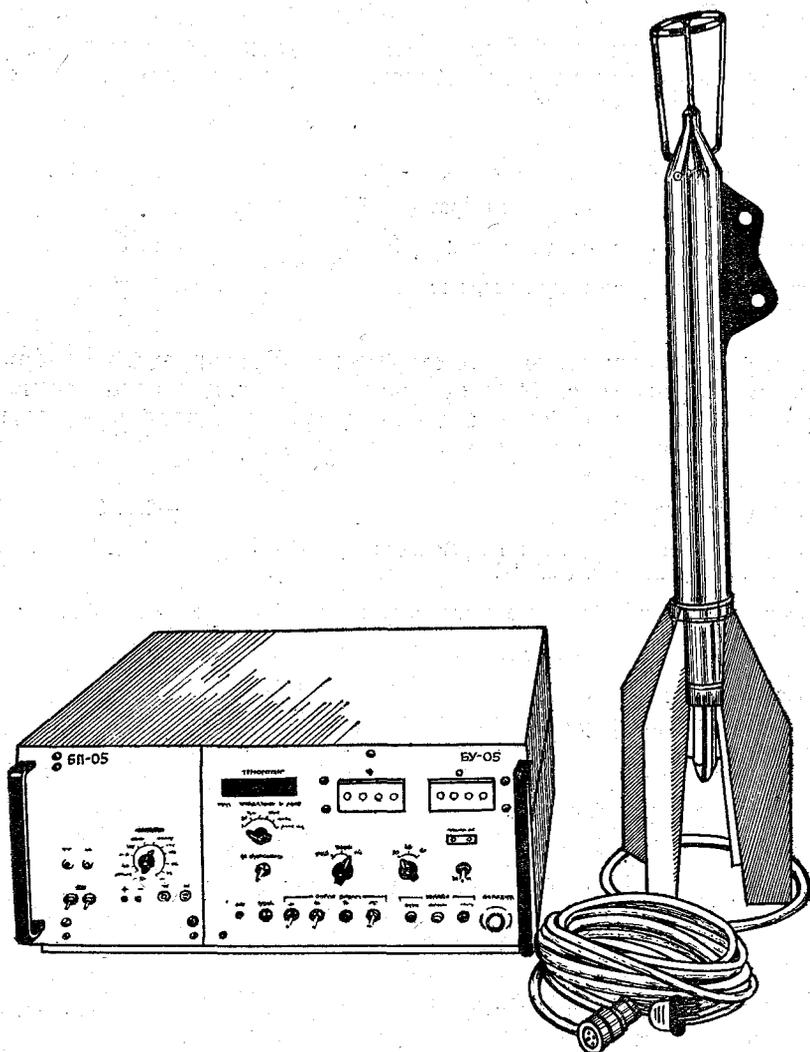


Рис. 3.24. Буксируемый измеритель температуры.

Буксируемый измеритель температуры. Буксируемый измеритель температуры предназначен для измерений в поверхностном слое (до 20 м) на ходу судна. Внешний вид измерителя показан на рис. 3.25. Измеритель — самый упрощенный вариант буксируемых приборов. Он не требует лебедки или другого специального

устройства для постановки; кабель-трос, на котором смонтирован датчик, крепится на выстреле, кран-балке или просто на рым-фальшборта объемным тросовым зажимом. Бортовое устройство

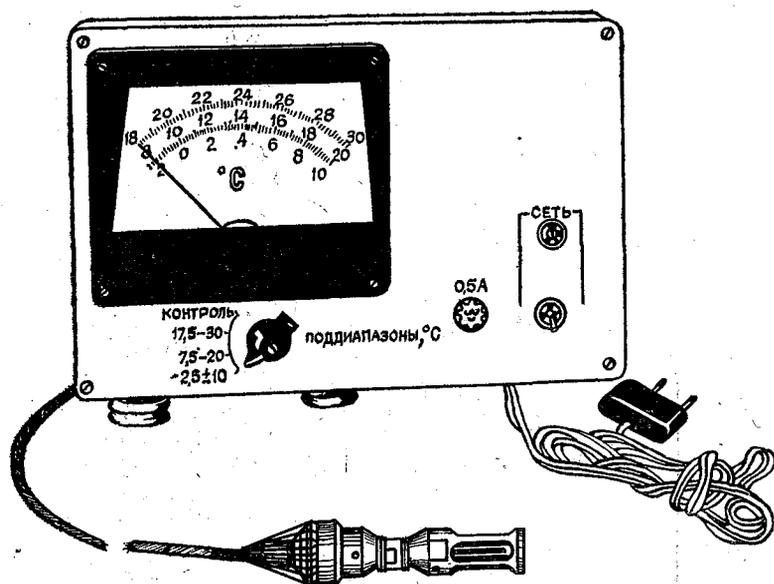


Рис. 3.25. Буксируемый измеритель температуры.

позволяет вести регистрацию информации на самописец в аналоговой форме.

3.7. Гидрофизические автономные измерительные комплексы

Автономные измерительные комплексы представляют собой отдельный класс океанографических приборов. К автономным приборам предъявляются особенно высокие требования по надежности, стабильности метрологических характеристик и по стабильности механических характеристик погружаемых устройств. В целом автономные приборы komponуются по единой базовой структурной схеме, при этом узел связи заменяется на какой-либо носитель информации. Бортовое устройство для автономных приборов спроектировано в унифицированном конструктиве и предназначено для перезаписи информации, выдачи ее на графопостроители, цифропечатающие устройства и стыковки с судовой информационной системой.

Автономный измеритель скорости течения. Прибор (рис. 3.26) предназначен для автономных измерений и регистрации скорости V , направления течения φ , температуры морской воды t при

постановке на буйковых станциях на заданных горизонтах с накоплением информации на магнитном регистраторе. Измерение и регистрация производится периодически, через заданные интервалы времени.

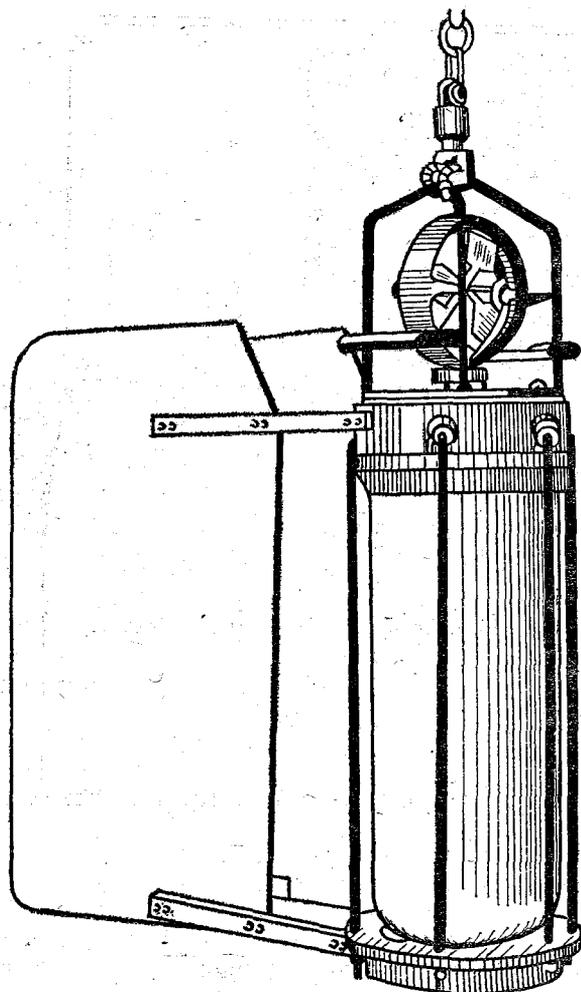


Рис. 3.26. Автономный измеритель скорости течения.

Измерительный канал скорости течения

Статическая характеристика преобразования V:

1-й поддиапазон, см/с

1,5—0,7

2-й поддиапазон, см/с

1,5—0,35

Пределы допускаемых погрешностей для рабочих условий применения при доверительной вероятности 0,95 в течение 120 сут, см/с

1,00—0,04

Выходной код — 8-разрядный последовательный двоичный
Способ измерения — осреднение измеряемого параметра

Измерительный канал направления течения

Диапазон измерения, °	0—360
Пределы допускаемой погрешности для рабочих условий применения при доверительной вероятности 0,95 в течение 120 сут, °	5
Цена единицы младшего разряда, °	2,0—0,5
Выходной код — 8-разрядный последовательный двоичный	
Способ измерения — фиксация мгновенного значения измеряемого параметра	

Измерительный канал температуры

Диапазон измерения, °С	—2... 32
Пределы допускаемых погрешностей для рабочих условий применения при доверительной вероятности 0,95 в течение 120 сут, °С	0,15
Цена единицы младшего разряда, °С	0,010—0,003
Постоянная времени, с	не более 100
Время автономной работы:	
в непрерывном режиме, сут	не менее 1,5
при дискретности 1 мин, сут	не менее 12
„ „ 5 мин, сут	не менее 45
„ „ 10 мин, сут	не менее 80
Максимальная глубина погружения, м	3000

Автономный измеритель (рис. 3.27) позволяет получать в цифровом виде на магнитной ленте следующие параметры физических полей: зональную и меридиональную проекции вектора скорости течения на географическую систему координат; температуру воды в двух точках, расположенных вдоль оси прибора на расстоянии 1 м друг относительно друга; гидростатическое давление; пульсацию температуры воды.

Комплекс предназначен для исследования внутренних волн с периодом от 12 с до 2 ч.

Комплекс может эксплуатироваться в составе буйковых станций в следующих условиях:

Температура окружающей среды, °С	0—35
Гидростатическое давление, МПа	0—20
Скорость течения, м/с	до 1,5

Измерение и регистрация данных в комплексе производится циклически с периодом от $1,2 \cdot 10^4$ мкс.

Результаты представляют собой средние значения: проекций вектора скорости течения — за 11,25 с, температуры и пульсаций температуры — за 11,926 с, гидростатического давления (в зависимости от значения давления) — от 9,1 до 11,7 с.

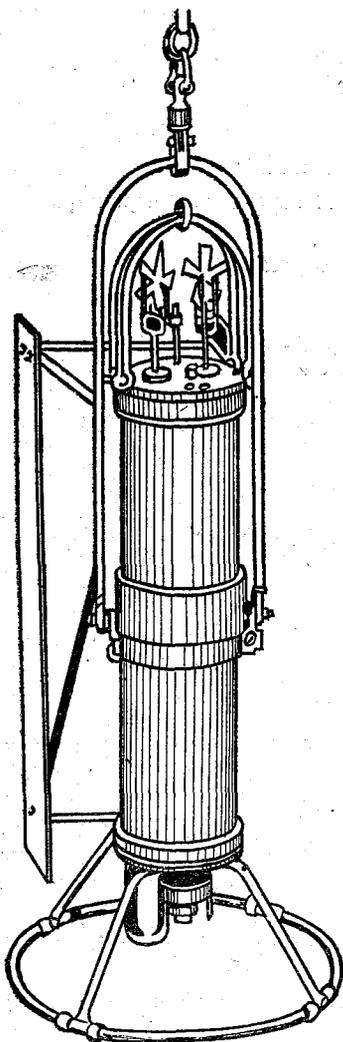


Рис. 3.27. Автономный измеритель.

Регистрация данных измерений на магнитную ленту производится по одной дорожке двоичным позиционным последовательным кодом, «с возвращением к нулю» блоками по 74 бита в каждом. Для разделения блоков используются паузы длительностью по 6 тактов. Каждый блок содержит информацию шести измерительных каналов параметров физических полей.

Измерительные каналы проекций вектора скорости течения

Диапазон измерения, м/с	0,02—1,5
Пределы допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, м/с	±0,08
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, м/с	0,015
Статическая характеристика преобразования имеет вид	

$$V = \pm CN,$$

где $C = (2,0 \pm 0,1) \cdot 10^{-3}$ м/с — коэффициент преобразования; N — значение выходного кода в десятичной системе счисления

Время установления показаний — меньше длительности одного цикла работы прибора

Измерительные каналы температуры воды

Диапазон измерения с разбивкой на два поддиапазона на границе $(24,0 \pm 2,5)$ °С	0—32
Пределы допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	±0,05
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	0,0025
Статическая характеристика преобразования имеет вид	

$$\theta = C_0 + C_1 N + C_2 N^2, \quad (3.44)$$

где $C_0 = (-4,67 \pm 1,83)$ °С; $C_1 = (0,892 \pm 0,006) \cdot 10^{-3}$ °С; $C_2 = (-0,24 \pm 0,100) \times 10^{-9}$ °С — коэффициенты преобразования; N — выходной код в десятичной системе счисления

Логарифмическая амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики каналов имеют вид

$$L(\omega) = -20 \lg \sqrt{(a_1 \omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(a_2 \omega)^2 + 1};$$

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \omega a_1 - \operatorname{arctg} \omega a_2, \quad (3.45)$$

где a_1, a_2 — показатели тепловой инерции первичных преобразователей; ω — текущее значение круговой частоты входного сигнала

Измерительный канал гидростатического давления

Диапазон измерения с разбивкой на четыре поддиапазона на границах $(3,0 \pm 1,0)$; $(7,0 \pm 1,0)$; $(13,0 \pm 1,0)$; $(17,0 \pm 1,0)$ МПа, МПа	0—20
Пределы допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, МПа	±0,12
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, МПа	0,03
Статическая характеристика преобразования имеет вид	

$$P = C_0 + C_1 N + C_2 N^2, \quad (3.46)$$

где C_0, C_1, C_2 — коэффициенты преобразования, равные соответственно $\pm 0,1$; $(0,17 \pm 0,02)$; $(1,1 \pm 3,0) \cdot 10^{-3}$ МПа; N — значение выходного кода в десятичной системе счисления

Время установления показаний — меньше длительности одного цикла работы прибора

Измерительный канал пульсаций температуры воды

Диапазон измерения, °С	0—05
Пределы допускаемого значения систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	±0,01
Предел допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95, °С	0,002

Статическая характеристика преобразования имеет вид

$$\theta' = \pm (C_0 + C_1 N), \quad (3.47)$$

где C_0, C_1 — коэффициенты преобразования, равные соответственно $\pm 0,03$; $(1,1 \pm 0,2) \cdot 10^{-3}$ °С; N — значение выходного кода в десятичной системе счисления

Логарифмическая амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики канала имеют вид

$$L(\omega) = 20 \lg k + 20 \lg \omega + 20 \lg \sqrt{(a_3 \omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(a_{11} \omega)^2 - 1} - \\ - 20 \lg \sqrt{(a_{12} \omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(a_{21} \omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(a_{22} \omega)^2 + 1}, \quad (3.48)$$

где

$$k = a_{21} + a_{22} - a_{11} - a_{12}; \quad a_3 = (a_{21} a_{22} - a_{11} a_{12}) / k;$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{r} \arctg(a_3 \omega) - \arctg(a_{11} \omega) - \arctg(a_{12} \omega) -$$

$$- \arctg(a_{21} \omega) - \arctg(a_{22} \omega),$$

$a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$ — показатели тепловой инерции первичных преобразователей, равные соответственно $(5,5 \pm 1,0)$, $(2,7 \pm 1,0)$, (570 ± 20) и (530 ± 20) с; ω — текущее значение круговой частоты входного сигнала

Включение прибора осуществляется без его разгерметизации. В приборе предусмотрена установка нулевой фазы цикла измерений и регистрации данных измерений внешним сигналом.

Многоканальный автономный гидрофизический комплекс предназначен для измерения модуля проекции вектора скорости течения на горизонтальную плоскость и ее направления относительно магнитного меридиана, среднего значения температуры и разности температур на вертикальной базе 1 м, относительной электрической проводимости, гидростатического давления, пульсаций температуры, пульсаций относительной электрической проводимости и трех пульсационных составляющих вектора скорости течения в системе координат прибора до глубин 2000 м. Прибор может быть установлен на притопленной буйковой станции или на платформе.

Комплекс предназначен для исследования короткопериодных внутренних волн, мелкомасштабной изменчивости, их связи и взаимодействия.

Измерительный комплекс имеет следующие метрологические характеристики:

Измерительный канал пульсаций температуры

Диапазон измерения, °С	0—0,5
Цена единицы младшего разряда, °С	не более 0,001
Частотный диапазон, Гц	0—40
Предельное значение погрешности, °С	± (0,001—0,15)

Измерительный канал удельной электрической проводимости

Диапазон измерения, См/м	0—0,043
Цена единицы младшего разряда, См/м	не более $1 \cdot 10^{-4}$
Частотный диапазон, Гц	1—40
Предельное значение погрешности, См/м	$1 \cdot 10^{-4}$ —0,15

Измерительный канал пульсации взаимно-ортогональных составляющих вектора скорости потока в системе координат прибора

Диапазон измерения, м/с	0—0,1
Цена единицы младшего разряда, м/с	не более 0,001
Частотный диапазон, Гц	1—40
Предельное значение погрешности, м/с	не более ± (0,001—0,15)

Измерительный канал среднего значения температуры

Длина вертикальной базы осреднения, м	$1 \pm 0,03$
Диапазон измерения, К	271—398
Цена единицы младшего разряда, К	0,0015
Предельное значение погрешности, К	не более ± 0,025
Интервал дискретизации, с	не более 12

Измерительный канал градиента температуры

Длина вертикальной базы, м	$1 \pm 0,03$
Диапазон измерения, К/м	0—1
Цена единицы младшего разряда, К/м	не более 0,0015
Предельное значение средней квадратической погрешности, К/м	± 0,025
Интервал дискретизации, с	не более 12

Измерительный канал гидравлического давления

Диапазон измерения, МПа	0—2
Цена единицы младшего разряда, МПа	0,0005
Предельное значение средней квадратической погрешности, МПа	0,0005

Измерительный канал модуля и направления вектора скорости течения

Диапазон измерения, м/с	0,025—1,5
Цена единицы младшего разряда, м/с	0,0025
Предельное значение средней квадратической погрешности, м/с	не более $\pm (1 \pm 4) \cdot 10^{-2}$
Диапазон измерения, °	0—360
Цена единицы младшего разряда, °	не более 1,5
Предельное значение средней квадратической погрешности, °	не более ± 5

Измерительный канал удельной электрической проводимости

Диапазон измерения, См/м	0,35—1,5 (1,5—6,5)
Цена единицы младшего разряда, См/м	не более $3,5 \cdot 10^{-5}$ ($1,5 \cdot 10^{-4}$)
Предельное значение средней квадратической погрешности, См/м	не более $3,5 \cdot 10^{-5}$ ($1,5 \cdot 10^{-4}$)

Позиционный гидрофизический измерительный комплекс. Позиционный гидрофизический измерительный комплекс предназначен для измерения течения, гидрологических параметров и пространственного положения буйрепа буйковой станции. Комплекс включает в себя: измеритель течения, измеритель положения буйрепа, бортовое устройство.

Измеритель течения предназначен для измерений и регистрации результатов измерений в автономном режиме: температуры воды; скорости распространения звука в воде; величин, характеризующих скорость и направление течения.

Измеритель положения буйрепа обеспечивает измерение и регистрацию результатов измерений в автономном режиме: гидростатического давления; величин, характеризующих угловое положение буйрепа буйковой станции, на которой он установлен в пространстве.

Бортовое устройство осуществляет считывание с накопителей измерителя течений и измерителей положения буйрепа экспериментальных данных, их обработку и вывод на внешние устройства: графические регистраторы, цифropечатающее устройство и ЭВМ.

Основные технические характеристики комплекса

Диапазоны измерений:

температуры воды, °С	-2... 35
скорости распространения звука в воде, м/с	1425—1575
модуля горизонтальной составляющей вектора скорости течения, м/с	0—1,5
направления течения, °	0—360
гидростатического давления, МПа	0—60
магнитного азимута ИПБ, °	0—360
крена и дифферента, °	-45... 45

Пределы допускаемых значений погрешностей при доверительной вероятности 0,95:

температуры воды, °	±0,05
скорости распространения звука в воде, м/с	±0,18
модуля горизонтальной составляющей вектора скорости течения, м/с	$(1-4) \cdot 10^{-2} V $
направления течения в диапазоне скоростей 0,025—1,5 м/с, °	$(V - \text{модуль вектора скорости течения})$ $\pm (5-0,6/ V)$
гидростатического давления, МПа	±0,25
магнитного азимута, °	±5
крена и дифферента, °	±3

Измерение всех физических величин в измерителе течения и измерителе положения буйрепа производится циклически с периодом, устанавливаемым из ряда: 2 с, 1, 5, 15 или 60 мин.

Масса измерителя течения — не более 80 кг, масса ИПБ — не более 60 кг.

Межповерочный интервал — 6 мес.

Список литературы

1. А. с. 474014 СССР, МКИ² G06F15/36. Устройство для определения корреляционной функции/А. Б. Шадрин.— № 1955086/18-24; Заявл. 30.07.73; Оpubл. 14.06.75, Бюл. № 22.— 4 с.
2. А. с. 479116 СССР, МКИ² G06F15/36. Адаптивный коррелометр/А. Б. Шадрин, Г. Г. Живилов.— № 1949841/18-24; Заявл. 13.07.73; Оpubл. 30.07.75, Бюл. № 28.— 4 с.
3. А. с. 590751 СССР, МКИ² G06F15/36. Устройство для определения корреляционных и спектральных функций/А. Б. Шадрин, С. К. Турченкова, М. М. Бабогло и др.— № 2189390/18-24; Заявл. 10.11.75; Оpubл. 30.01.78; Бюл. № 4.— 6 с.
4. А. с. 590755 СССР, МКИ² G06F15/36. Устройство для определения одномерных начальных моментов M-го порядка случайного процесса/А. Б. Шадрин, С. К. Турченкова, М. М. Бабогло и др.— № 2194921/18/24; Заявл. 01.12.75; Оpubл. 30.01.78; Бюл. № 4.— 6 с.
5. А. с. 633027 СССР, МКИ² G06F15/36. Устройство для усреднения случайного процесса/В. Н. Андреев, Ю. И. Грибанов, А. Б. Шадрин и др.— № 2152992/18-24; Заявл. 09.07.75; Оpubл. 16.11.78; Бюл. № 42.— 4 с.
6. А. с. 661777 СССР, МКИ² Н03К 13/02. Устройство для кодирования случайного процесса/А. Б. Шадрин, С. К. Турченкова, Ю. С. Климов.— № 2536850/18-24; Заявл. 18.10.77; Оpubл. 05.05.79; Бюл. № 17.— 6 с.
7. А. с. 691863 СССР, МКИ² G06F15/34. Устройство для определения матриц корреляционных и спектральных функций/А. Б. Шадрин, С. К. Турченкова, Ю. С. Климов.— № 2442214/18-24; Заявл. 11.01.77; Оpubл. 15.10.79; Бюл. № 38.— 6 с.
8. А. с. 737956 СССР, МКИ² G06F15/36. Адаптивный анализатор/А. Б. Шадрин, С. К. Турченкова, Г. Г. Живилов и др.— № 2118600/18-24; Заявл. 31.03.75; Оpubл. 30.05.80; Бюл. № 20.— 7 с.
9. А. с. 746660 СССР, МКИ² G06C15/06. Устройство для передачи информации/А. Б. Шадрин, С. К. Турченкова, Ю. С. Климов.— № 2555217/18-24; Заявл. 13.12.77; Оpubл. 07.07.80; Бюл. № 25.— 5 с.
10. А. с. 767773 СССР, МКИ³ G06F15/36. Устройство для усреднения/А. Б. Шадрин, А. Н. Домарацкий, Н. В. Попенко и др.— № 2648474/18/24; Заявл. 24.07.78; Оpubл. 30.09.80; Бюл. № 36.— 4 с.
11. А. с. 767962 СССР, МКИ³ Н03К 13/02. Адаптивный временной дискретизатор/А. Б. Шадрин, А. Н. Домарацкий, Н. В. Попенко и др.— № 2657821/18/21; Заявл. 25.08.78; Оpubл. 30.09.80; Бюл. № 36.— 5 с.
12. А. с. 788115 СССР, МКИ³ G06F15/36. Устройство для кодирования случайного процесса/А. Б. Шадрин, Г. Я. Мирский, Ю. А. Белов и др.— № 2668875/18-24; Заявл. 31.07.78; Оpubл. 15.12.80; Бюл. № 46.— 8 с.
13. А. с. 900287 СССР, МКИ³ G06F15/16. Система автоматизации исследований/Г. Н. Григорьев, Н. В. Попенко, А. Б. Шадрин и др.— № 2983670/18-24; Заявл. 01.07.80; Оpubл. 23.01.82; Бюл. № 3.— 12 с.
14. А. с. 932233 СССР, МКИ² G01C17/26. Магнитный компас/С. Г. Буйнов.— № 2890683/18-10; Заявл. 26.02.80; Оpubл. 2.04.82; Бюл. № 20.— 3 с.
15. А. с. 942054 СССР, МКИ² G01C17/26. Синусно-косинусный преобразователь/С. А. Лавров, М. Е. Рабинович, М. Я. Даниленко.— № 3223740/18-24; Заявл. 28.11.80; Оpubл. 3.05.82; Бюл. № 25.— 3 с.
16. А. с. 1070484 СССР, МКИ³ G01P5/11. Зондирующий комплекс профиля скоростей течения/Г. В. Смирнов, В. М. Кушнир, А. Б. Шадрин, Б. В. Шамрай.— № 3502837/18-10; Заявл. 22.10.82; Оpubл. 30.01.82; Бюл. № 4.— 7 с.
17. А. с. 1095386 СССР, МКИ³ Н03К13/02. Адаптивный временной дискретизатор/А. Б. Шадрин, С. К. Турченкова, Н. В. Попенко и др.— № 3427512/21-06; Заявл. 14.04.82; Оpubл. 30.05.84; Бюл. № 20.— 6 с.

18. А. с. 1158936 СССР, МКИ² G01P3/68. Корреляционный измеритель скорости рабочей среды/М. Х. Снытко, А. Б. Шадрин, Ю. С. Климов и др.— № 3680304/24-10; Заявл. 26.12.83; Опубл. 30.05.85; Бюл. № 20.— 5 с.
19. А. с. 1163272 СССР, МКИ³ G01P5/00. Комплекс автономных измерителей течения/Г. В. Смирнов, В. М. Кушнир, А. Б. Шадрин и др.— № 3689340/24/10; Заявл. 05.11.83; Опубл. 23.06.85; Бюл. № 23.— 7 с.
20. Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н. Датчики контроля и регулирования.— М.: Машиностроение, 1965.— 968 с.
21. Аналого-цифровые преобразователи в модульных измерительных системах/Г. В. Смирнов, Ю. И. Шаповалов, Ю. В. Немировский, В. А. Петров.— Препринт МГИ АН УССР, Севастополь, 1982.— 44 с.
22. Афанасьев Ю. В. Феррозонды.— Л.: Энергия, 1969.— 157 с.
23. Балакин Р. А. Автономный цифровой измеритель течения, температуры, электропроводности воды, глубины погружения АЦИТТ//Руководство по гидрологическим работам в океанах и морях.— Л., Гидрометеоздат, 1977.— 537—547 с.
24. Беляев Б. Н. Прикладные океанологические исследования.— Л.: Гидрометеоздат, 1986.— 144 с.
25. Беляев В. И. Обработка и теоретический анализ океанографических наблюдений.— Киев: Наукова думка, 1973.— 294 с.
26. Биргер И. А., Пановко Я. Г. Прочность. Устойчивость. Колебания. Справочник. Т. 1.— М.: Машиностроение, 1968.— 832 с.
27. Биронт Н. П., Поляницкая И. Ф., Шмаргд Е. И. О необходимости нормирования значения измерительного тока термометров сопротивления//Измерительная техника.— 1976.— № 6.— С. 73—74.
28. Биронт Н. П., Феденчук И. Н. Исследования отношения медных проводов и возможности их применения для изготовления термометров сопротивления//Метрология.— 1976.— № 8.— С. 58—62.
29. Буксируемый измеритель гидрофизических характеристик/Е. А. Агафонов, Блащук Г. А., Ю. А. Прохоренко и др.//Методы и аппаратура для океанологических исследований.— Севастополь, 1982.— С. 61—64.
30. Ваня Я. Анализаторы газов и жидкостей/Пер. с чешск. Под ред. О. С. Арутюнова.— М.: Энергия, 1970.— 552 с.
31. Вентцель Е. С. Теория вероятностей.— М.: Наука, 1969.— 576 с.
32. Гик Л. Д. Измерение вибраций.— Новосибирск: Наука, 1972.— 921 с.
33. Грачев Ю. С., Хахамов И. В. Чувствительность низкочастотных измерительных преобразователей тока//Труды метрологических институтов.— 1979.— Вып. 235 (295).— С. 57—62.
34. Гриневич Ф. Б. Автоматические мосты переменного тока.— Новосибирск: СО АН СССР, 1964.— 187 с.
35. Дмитриев А. Н. Проектирование подводных аппаратов.— Л.: Судостроение, 1978.— 236 с.
36. Доценко С. В. Теоретические основы измерения физических полей океана.— Л.: Гидрометеоздат, 1974.— 152 с.
37. Дрожжин А. Н., Шетинин А. А., Седых Н. К. Терморезисторы на основе нитевидных кристаллов кремния//Измерительная техника.— 1978.— № 11.— С. 52—56.
38. Дымкан В. З., Ефремов О. Н., Пантелеев Н. А. Зондирующий комплекс для исследования тонкой структуры океана//Экспериментальные методы исследования океана.— Севастополь, МГИ АН УССР, 1978.— С. 125—136.
39. Ефимов В. В. Динамика волновых процессов в пограничных слоях атмосферы и океана.— Киев: Наукова думка, 1981.— 255 с.
40. Интегрированные мультипроцессорные системы для гидрофизических исследований/Г. В. Смирнов, В. М. Кушнир, А. Б. Шадрин и др.//Препринт МГИ АН УССР, Севастополь, 1984.— 44 с.
41. Исаченко В. П., Осипович В. А., Сукомел А. С. Теплопередача.— М.: Энергия, 1969.— 439 с.
42. Исследование первичных преобразователей температуры в динамическом режиме//Экспериментальные методы исследования океана.— Севастополь, МГИ АН УССР, 1978.— С. 85—90.

43. Кавалеров Г. И., Мандельштам С. М. Введение в информационную теорию измерений.—М.: Энергия, 1974.—375 с.
44. КАМАК—системы автоматизации в экспериментальной биологии и медицине/Под ред. чл.-кор. АН СССР Ю. Е. Нестерихина.—Новосибирск: Наука, 1975.—268 с.
45. КАМАК—системы сбора, обработки информации и управления/Б. В. Шамрай, А. Б. Шадрин, С. Н. Домарацкий.—Л., СЗПИ, 1983.—82 с.
46. Кандыба В. В. О некоторых принципах создания новых датчиков температуры//Приборы и системы управления.—1971.—№ 10.—С. 20—22.
47. Кандыба В. В., Богатырев Е. Е., Баздырева В. М. Термозонд с кварцевым термочувствительным преобразователем//Автоматизация научных исследований морей и океанов. III Всесоюзный симпозиум.—Севастополь, МГИ АН УССР, 1969.—С. 4—10.
48. Козубовский С. Ф. Автоматические корреляционные измерители скорости.—Киев: Изд. АН УССР, 1963.—79 с.
49. Колмогоров А. Н. Три подхода к определению понятия количества информации//Проблемы передачи информации. Т. 1. Вып. 1.—М., АН СССР, 1965.—С. 3—12.
50. Колмогоров А. Н. К логическим основам информации и теории вероятностей//Проблемы передачи информации. Т. 5. Вып. 3.—М., АН СССР, 1969.—С. 3—8.
51. Куликовский Л. Ф., Бровкин Л. А., Лихтциндер Б. Я. Автоматические приборы с бесконтактными компенсирующими преобразователями.—М.: Энергия, 1967.—128 с.
52. Кушнир В. М. Вертикальная структура океанских течений: методы, средства и результаты экспериментальных исследований.—Препринт МГИ АН УССР, Севастополь, 1988.—53 с.
53. Кэдли У. Пьезоэлектричество и его практическое применение/Пер. с англ.—М.: Мир, 1949.—719 с.
54. Левин А. П. Контакты электрических соединителей радиоэлектронной аппаратуры.—М.: Советское радио, 1972.—216 с.
55. Лизин В. И., Пяткин В. А. Проектирование тонкостенных конструкций.—М.: Машиностроение, 1976.—408 с.
56. Линевер Ф. Измерение температур в технике.—М.: Металлургия, 1980.—544 с.
57. Лоуренс Л. Электроника в океанографии/Сокращенный пер. с англ. под ред. Е. Я. Бузова.—М.: Воениздат, 1969.—259 с.
58. Маклаков А. Ф., Снежинский В. А., Чернов Б. С. Океанографические приборы.—Л.: Гидрометеоздат, 1975.—384 с.
59. Медич Дж. Статистически оптимальные оценки и управление/Пер. с англ.—Л.: Энергия, 1973.—440 с.
60. Микропроцессоры: Справочное пособие для разработчиков судовых РЭА/Г. Г. Гришин, А. А. Мшков, О. В. Ольшанский и др.—2-е изд.—Л.: Судостроение, 1988.—520 с.
61. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления/С. Т. Хвощ, Н. Н. Варлинский, Е. А. Попов и др.—Л.: Машиностроение, 1987.—640 с.
62. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов.—М.—Л.: Энергия, 1967.—431 с.
63. Монин А. С., Яглом А. Н. Статистическая гидромеханика. Ч. 2.—М.: Наука, 1967.—720 с.
64. Нелепо Б. А., Тимченко И. Е. Системные принципы анализа наблюдений в океане.—Киев: Наукова думка, 1978.—222 с.
65. Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств.—Л.: Энергия, 1968.—248 с.
66. Новицкий П. В., Кнорринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками.—Л.: Энергия, 1970.—423 с.
67. Нуберт Г. П. Измерительные преобразователи неэлектрических величин/Пер. с англ.—Л.: Энергия, 1966.—268 с.
68. Осипович Л. А. Датчики физических величин.—М.: Машиностроение, 1979.—159 с.

69. Островский Л. А. Основы общей теории электроизмерительных устройств.—Л.: Энергия, 1971.— 544 с.
70. Парамонов А. Н., Кушнир В. М., Забурдаев В. И. Современные методы и средства измерения гидрологических параметров океана.— Киев.: Наукова думка, 1979.— 248 с.
71. Парамонов А. Н., Кушнир В. М., Зайкин В. М. Автоматизация гидрофизического эксперимента.—Л.: Гидрометеиздат, 1982.— 224 с.
72. Первичные измерительные преобразователи океанологических параметров/Г. В. Смирнов, С. А. Лавров, М. Е. Рабинович, С. Г. Буйнов.— Препринт МГИ АН УССР, Севастополь, 1982.— 44 с.
73. Пирогов В. В., Смирнов Н. А., Гайстеров С. Ф. Сетевые средства логического проектирования абонентских систем на базе микроЭВМ семейства «Электроника НЦ».— Рига: Зинатне, 1986.— 159 с.
74. Проектирование бортовых блоков модульных измерительных систем гидрофизических параметров/Г. В. Смирнов, Н. Я. Бобкова, Е. И. Тимофеев и др.— Препринт МГИ АН УССР, Севастополь, 1982.— 47 с.
75. Рыбалтовский И. Ю. Магнитно-компасное дело.— М.: Морской транспорт, 1952.— 365 с.
76. Смирнов Г. В. Проектирование модульных систем для автоматизации океанологических экспериментальных исследований.— Автореферат дис. д-ра техн. наук, Севастополь, МГИ АН УССР, 1984.— 44 с.
77. Смирнов Г. В., Кушнир В. М., Шадрин А. Б. Микрокомпьютерные позиционные системы для долговременных гидрофизических наблюдений.— Препринт МГИ АН УССР, Севастополь, 1987.— 33 с.
78. Смирнов Г. В., Шадрин А. Б. Гибкие измерительно-вычислительные комплексы для анализа текущих характеристик процессов в многоплановых океанографических экспериментах.— Препринт ТОИ ДВО АН СССР, Владивосток, 1988.— 49 с.
79. Смирнов Г. В., Шадрин А. Б. Преемственность многокомпьютерных комплексов для гидрофизических исследований.— Препринт ТОИ ДВО АН СССР, Владивосток, 1988.— 56 с.
80. Смоллов В. Б., Чернявский Е. А. Гибридные вычислительные устройства.— Л.: Машиностроение, 1977.— 296 с.
81. Точность контактных методов измерения температуры/А. И. Гордов, Я. В. Малков, Н. И. Энгарт и др.— М.: Изд-во стандартов, 1976.— 340 с.
82. Трансформаторные измерительные мосты/Под ред. К. Б. Карандеева.— М.: Энергия, 1970.— 280 с.
83. Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин. Изд. 4-е.— М.: Энергия, 1966.— 690 с.
84. Удалов Н. П. Полупроводниковые датчики.— М.: Энергия, 1965.— 239 с.
85. Физика океана. Т. 1. Гидрофизика океана.— М.: Наука, 1978.— 455 с.
86. Филлипс О. М. Динамика верхнего слоя океана/Пер. с англ.— Л.: Гидрометеиздат, 1980.— 320 с.
87. Фогельсон И. В. Транзисторные термодатчики.— М.: Сов. радио, 1972.— 129 с.
88. Хажуев В. Н. Методы и средства измерения удельной электрической проводимости жидкости//Труды метрологических институтов.— 1976.— Вып. 194 (254).— С. 27—35.
89. Хомерики О. К. Применение гальваномангнитных датчиков в устройствах автоматики и измерений.— М.: Энергия, 1971.— 157 с.
90. Цапенко М. П. Информационно-измерительные системы.— М.: Энергия, 1974.— 320 с.
91. Шадрин А. Б. Преемственность в технике интерфейсов компьютерных систем с открытой архитектурой.— М.: ЦНИИТЭИприборостроения, 1987.— 45 с.
92. Шадрин А. Б. 32-разрядные микросистемы и сети с открытой архитектурой.— М.: ЦНИИТЭИприборостроения, 1988.— 44 с.
93. Шадрин А. Б., Домарацкий С. Н. Средства автоматизации проектирования унифицированных микропроцессорных систем.— М.: ЦНИИТЭИприборостроения, 1984.— 38 с.

94. Шадрин А. Б., Кувакин Н. С. Преемственность в разработках системных интерфейсов для интегрированных многокомпьютерных комплексов.— М.: ЦНИИТЭИ приборостроения, 1989.— 54 с.
95. Швецкий Б. И. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом.— Киев: Техника, 1970.— 268 с.
96. Шехватов Б. В. Развитие научно-исследовательского приборостроения в Институте океанологии АН СССР//Океанология.— 1970.— Вып. 10.— С. 573—587.
97. Якубайтис Э. А. Архитектура вычислительных сетей.— М.: Статистика, 1980.— 278 с.
98. Якубайтис Э. А. Информационно-вычислительные сети.— М.: Финансы и статистика, 1984.— 232 с.
99. Ярышев Н. А. Теоретические основы измерения нестационарных температур.— Л.: Энергия, 1967.— 299 с.
100. Asburg R. Concurrent computers ideal for inherently parallel problems// Comput. Des.— 1985.— Vol. 24, N 11.— P. 99—102, 104.
101. Bhuayan L. N. Generalized hypercube and hyperbus structures for a computer net work//IEEE Trans. Comput.— 1984.— Vol. 33, N 4.— P. 323—333.
102. Bond J. Circuit density and speed boost tomorrow's hardware//Comput. Des.— 1984.— Vol. 23, N 10.— P. 210—214, 216, 218—220.
103. Good M. D., Witeside J. A., Wixon D. R., Jones S. J. Building a used-driver interface//Commun. ACM.— 1984.— Vol. 27, N 10.— P. 1032—1043.
104. Fielland G., Rodgers D. 32-bit computer system shares load equally among up to 12 processors//Comput. Des.— 1984.— Vol. 32, N 18.— P. 153—162.
105. Fischer W., Roper P. Versatile bus suits realtime processor applications// Comput. Des.— 1984.— Vol. 23, N 18.— P. 137—138.
106. Gorgia G. N., Kubitz W. J. Minimum mean running time function generation using real-only memory//IEEE Trans. Comput.— 1983.— Vol. 32, N 2.— P. 147—156.
107. Gold M. Mini/Micro program close-up//Electron. Des.— 1984.— Vol. 32, N 10.— P. 133—136.
108. Hammond D. L., Benjaminson A. Linear quartz thermometer//Instrum. Control. Syst.— 1955.— Vol. 38, N 10.— P. 115—119.
109. Hara H., Akazawa T., Hagiwara Y. CMOS single-chip digital signal processor//Microelectron.— 1984.— Vol. 15, N 4.— P. 20—28.
110. Hurst W. S. Note on the measurement of the response of oceanographic temperature sensors//J. Geophys. Res.— 1975.— Vol. 80, N 18.— P. 2663—2666.
111. Kruskal C. P., Snir M. The performance of multistage interconnection networks for multiprocessors//IEEE Trans. Comput.— 1983.— Vol. 32, N 12.— P. 1091—1098.
112. Langlands R. S. A stable copper resistance thermometer for field use// J. Sci. Instrum.— 1964.— Vol. 41.— P. 478.
113. Murphy B. T. Microcomputers: trends, technologies and design strategies// IEEE Z. Solid-State Circuits.— 1983.— Vol. 18, N 3.— P. 236—244.
114. Marrin K. Multibus 11 and VMEbus compete for realtime applications// Comput. Des.— 1985.— Vol. 24, N 10.— P. 24—28.
115. Marrin K. Metastability haunts VMEbus and Multibus system designers// Comput. Des.— 1985.— Vol. 24, N 9.— P. 29—30, 32.
116. Morris R. B. Interface chips set up fast moving dialogue between drive, controller//Electron. Des.— 1985.— Vol. 33, N 18.— P. 111—114, 116, 118.
117. Vaccarella R. M. CMOS with battery gives top memory protection//Electron. Des.— 1983.— Vol. 31, N 7.— P. 175—180.
118. Warren C. Graphics CRT terminal automatically converges its three electron beams//Electron. Des.— 1983.— Vol. 31, N 8.— P. 37—38.
119. Wite G. P. Bus structure eases multiprocessor integration//Comput. Des.— 1984.— Vol. 33, N 7.— P. 125—135.

Предметный указатель

А

- Автономный измеритель скорости течения 223
- Автономный измеритель 225
- Автономный гидрофизический комплекс 228
- Апвеллинг 7

Б

- Буксируемый управляемый комплекс 216
- Буксируемый измеритель температуры и прозрачности 218
- Буксируемо-зондирующий комплекс 220
- Буксируемый измеритель температуры 221

Г

- Герметичные вводы и соединители 186
- Гидрофизические буксируемые информационно-измерительные комплексы 216
- Гидрофизические автономные измерительные комплексы 223

З

- Зондирующие информационно-измерительные комплексы 200

И

- Измерительные преобразователи температуры 54
- Измерительные преобразователи электрической проводимости 81
- Измерительные преобразователи скорости течения 98
- Измерительные преобразователи направления течения 113
- Измерительный канал температуры 128
- Измерительный канал относительной электрической проводимости 136
- Измерительный канал гидростатического давления 142
- Измерительный канал скорости потока и положения прибора 145
- Измерительный канал скорости звука 150
- Измерительные каналы оптических параметров 156
- Измерительный канал облученности 157
- Измерительный канал ослабления направленного света 158
- Измерительный канал биоллюминисцентного излучения 159
- Интегрированные комплексы 17
- Иллюминаторы 190

К

- Комплекс для океанографических исследований 17
- Комплекс для вычисления текущих характеристик процессов 21
- Комплекс для преобразования многомерных процессов 29
- Комплекс для многоцелевого сжатия случайных процессов 34
- Комплекс для зондирования течений 37
- Комплекс для автономных буйковых станций 41
- Концептуально-информационное единство исследований 6
- Конструкция преобразователей температуры 72, 77
- Конструкция преобразователя электропроводности 86
- Конструкция капиллярно-трансформаторного преобразователя 95
- Конструкция импеллера 100

Конструкция малоинерционного импеллера 102
Конструкция магнитогидродинамического преобразователя 105
Конструкция однокомпонентного преобразователя скорости 107
Конструкция акустического преобразователя скорости 112
Конструкция резистивного компаса 122
Конструкция синусно-косинусного компаса 123
Конструкция стрелочного гальваноманитного компаса 126
Конструкция составного корпуса погружаемого устройства 170
Конструкция модульного погружаемого устройства 171
Корпус измерительного канала 172
Конструкция шасси этажерочного типа 176
Корпус сферический и цилиндрический 179

М

Многоцелевые интегрированные комплексы 17
Многоцелевые гидрофизические измерители 53
Многофункциональные преобразователи физических параметров 128
Модульные гидрофизические измерительные комплексы 169
Модули интерфейсные 30, 47, 48

Н

Новая информационная технология 14

О

Океаносистемотехника в гидрофизике 5
Основные направления гидрофизических исследований 6
Общий вид преобразователя «Сапфир-22» 143
Общий вид акустического трехкомпонентного преобразователя скорости 148
Общий вид измерителя скорости потока и угловых величин 151
Общий вид преобразователя скорости звука 152
Общий вид унифицированного модульного канала скорости звука 156
Общий вид герметичных соединителей 189, 191, 193, 194
Общий вид узлов герметизации 196

П

Приборостроение в гидрофизике 9
Первичные измерительные преобразователи 54
Прочный корпус 172

С

Специализированные интерфейсные модули 30, 47
Специализированные магистрали локальных сетей 21, 29, 32, 34, 38, 41
Схема трансформаторного преобразователя электропроводности 86
Схема установки для испытаний преобразователей электропроводности 93, 97
Схема измерителя температуры 129
Схема нуля-органа преобразователя следящего типа 133
Схемы преобразователей электропроводности 140
Схема измерения гидростатического давления 144
Схема канала измерения скорости течения 146
Схема измерения скорости звука 151
Схема преобразователя биолюминесцентного излучения 165
Схема канала связи и питания погружаемого устройства 167

У

- Узлы герметизации (уплотнения) 195
- Унифицированный измерительный канал температуры 128
- Унифицированный измерительный канал скорости потока 145
- Унифицированный измерительный канал скорости звука 150
- Унифицированный канал измерения гидростатического давления 142
- Унифицированный центральный прибор 166

Ф

- Фазоманипулированный код без возврата к нулю 44
- Форматы слов: командных, информационных, ответных 44

Оглавление

Предисловие	3
Глава 1. Океаносистемотехника в гидрофизике	5
1.1. Концептуально-информационное единство многоплановых океанографических исследований	6
1.2. Приборостроение в гидрофизике	9
1.3. Ускорение развития новых технологий	13
1.4. Многоцелевые интегрированные комплексы	17
Глава 2. Многоцелевые гидрофизические измерители	53
2.1. Первичные измерительные преобразователи температуры	54
2.2. Первичные измерительные преобразователи электрической проводимости	81
2.3. Первичные измерительные преобразователи скорости течения	98
2.4. Первичные измерительные преобразователи направления течения	113
2.5. Многофункциональные преобразователи физических параметров	128
2.6. Центральный прибор и унифицированный канал связи погружаемого и бортового устройств	166
Глава 3. Модульные гидрофизические измерительные комплексы	169
3.1. Прочный корпус	172
3.2. Герметичные вводы и соединители	186
3.3. Узлы герметизации (уплотнения)	195
3.4. Иллюминаторы	199
3.5. Зондирующие информационно-измерительные комплексы	200
3.6. Гидрофизические буксируемые информационно-измерительные комплексы	216
3.7. Гидрофизические автономные измерительные комплексы	223
Список литературы	231
Предметный указатель	236

Монография

Борис Алексеевич Нелепо
Геннадий Васильевич Смирнов
Александр Борисович Шадрин

Интегрированные системы для гидрофизических исследований

Редактор З. И. Мироненко. Художник Б. А. Каганович. Технический редактор Г. В. Ивкова. Корректор А. В. Хюркес. ИБ № 1991. Сдано в набор 25.10.89. Подписано в печать 19.02.90. М-19519. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага книжная. Лит. гарн. Печать высокая. Печ. л. 15. Кр.-отт. 15. Уч.-изд. л. 16,24. Тираж 880 экз. Индекс ОЛ-101. Заказ № 270. Цена 2 р. 80 к. Гидрометеиздат, 199226. Ленинград, ул. Беринга, д. 38.

Ленинградская типография № 4 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгения Соколовой Государственного комитета СССР по печати. 190000, Ленинград, Прачечный переулок, 6.