

Ковчин И.С. · Степанюк И.А.

МЕТОДЫ СПЕЦИАЛЬНЫХ ОКЕАНОЛОГИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Рекомендовано Учебно-методическим объединением
по образованию в области гидрометеорологии
в качестве учебника для студентов
высших учебных заведений,
обучающихся по специальности "Океанология"

Под общей редакцией проф. И.А. Степанюка



Санкт-Петербург
2002

УДК 551.46

Ковчин И.С. · Степанюк И.А. Методы специальных океанологических измерений. Под общей редакцией проф. И.А. Степанюка. Учебное пособие. – СПб.: Изд. РГГМУ, 2002. – 271 с.

ISBN 5-86813-043-X

В учебном пособии рассматриваются принципы и средства специальных океанологических измерений. К ним отнесены те, которые проводятся с экспериментально-исследовательскими целями и получаемая с их помощью информация непосредственно используется заказчиками и исполнителями натурных исследований.

Предназначено преимущественно для студентов, магистров и аспирантов океанологических специальностей институтов и университетов, но в силу новизны привлеченного материала также может быть весьма полезно многим специалистам-гидрометеорологам, работающим в направлениях, связанных с морем.

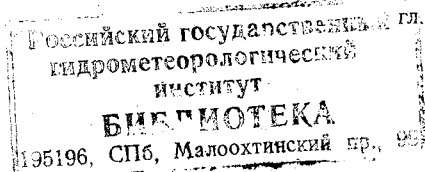
The manual considers principles and techniques for making specialized oceanographic measurements. These are the measurements that are made for experimental and research purposes, and the information thus obtained is directly used by customers and those who conduct in situ investigations.

The book is mainly intended for undergraduates, Master's and Ph.D. students having oceanographic specializations, but due to the novelty of the material studied it can also be very useful for many experts in hydrometeorology engaged in the lines of research related to seas and oceans.

Рецензенты: кафедра океанологии СПбГУ, А.С. Сафрай (зав. лаб. СПб филиала Института океанологии им. П.П. Шишова).

ISBN 5-86813-043-X

- © Российский государственный гидрометеорологический университет (РГГМУ), 2002
- © Ковчин И.С., п. 1.4.1; 1.5–1.8; 4.6.2; 5.1; 6.2, 2002
- © Степанюк И.А., введение, п. 1.1–1.3; 1.4.2–1.4.3; гл.2; гл.3; п. 4.1–4.5; 4.6.1; 5.2–5.3; 6.1; гл.7, 2002



Предисловие

Современные требования к научно-техническому прогрессу применительно к океанологическим исследованиям приводят к необходимости существенного расширения и усиления экспериментальных методов, увеличения их роли и объема в задачах изучения океана. При этом наряду с традиционными методами и средствами натурного гидрофизического эксперимента получают все большее распространение нестандартизованные (специальные) методы, разрабатываемые применительно к конкретным специфическим задачам исследований и использующие наиболее перспективные возможности современной измерительной техники.

Нестандартизованные методы предполагают использование либо нестандартных *принципов измерений*, либо нестандартных *средств измерений* (СИ).

В соответствии с действующим в настоящее время государственным стандартом РМГ 29-99 «Метрология. Основные термины и определения» (введен в действие с 01.01.2001 г.) *стандартизованное средство измерений* (ССИ) – это средство измерений, изготовленное и применяемое в соответствии с требованиями государственного или отраслевого стандарта. Стандартная океанологическая техника, как правило, соответствует отраслевым стандартам.

Нестандартизованное средство измерений (НСИ) – это СИ, стандартизация требований к которому признана нецелесообразной (РМГ 29-99). Здесь, естественно, имеется в виду, что эта *нецелесообразность* является временной, т.е. на некотором конкретном этапе. Впоследствии, когда выяснится необходимость, требования могут быть стандартизованы и НСИ переходит в разряд ССИ.

Традиционные, т.е. стандартизованные методы и средства океанологических измерений изучаются в рамках учебных дисциплин «Методы и средства гидрометеорологических измерений» и «Информационно-измерительные системы в океанологии». Стандартные методы в достаточной мере описаны в различных руководствах (например, [50]), а также в учебных пособиях [26, 38].

Учебная дисциплина «Методы специальных океанологических измерений» является их логическим продолжением. Ее основной целью является изучение специальных, т.е. *нестандартизованных* методов и средств, используемых и перспективных для внедрения при экспериментальных океанологических исследованиях. При этом рассматриваются существенно расширенные объемы и виды этих

исследований в отличие от традиционных, которые лежат в основе предыдущих курсов.

Указанная дисциплина входит в учебный план подготовки специалистов-океанологов (специальность 012800, специализация – техническая океанология) по направлению 510900 – гидрометеорология.

В данном учебном пособии, подготовленном для указанной дисциплины, рассматриваются только методы специальных измерений. Однако, в пособии не описаны специальные авиа- и космические методы, поскольку, по мнению авторов, они требуют отдельного рассмотрения. Аналогично, отдельного рассмотрения, по-видимому, требуют специальные методы, применяемые при экологическом мониторинге, а также ряд методов для уникальных экспериментальных задач. Кроме того, в пособии практически нет никаких сведений о методах измерений характеристик динамики ледяного покрова – по этим методам подготовлено самостоятельное учебное пособие (Степанюк И.А., Смирнов В.Н. Методы измерений характеристик динамики ледяного покрова. СПб.: Гидрометеиздат).

В учебном пособии использован богатый (более 10 лет) опыт по преподаванию дисциплины “Методы специальных океанологических измерений” в Российском государственном гидрометеорологическом университете (РГГМУ). Также следует отметить, что кроме методов, описанных в научной литературе, в учебном пособии в полной мере использованы собственные научно-технические разработки авторов при выполнении НИР и ОКР в РГГМУ, в Арктическом и антарктическом научно-исследовательском институте (ГНЦ ААНИИ) и в Институте океанологии им. П.П.Ширшова РАН.

Авторы выражают благодарность руководителю отдела ГНЦ ААНИИ Балакину Р.А. и директору АООТ «Опытный завод» (НПП «Марс») Гавриченкову А.Г. за предоставленные описания ряда новых приборов.

Кроме как при подготовке специалистов, учебное пособие может быть использовано магистрами в рамках учебных дисциплин «Экспериментальная океанология» и «Техническая океанология». Авторы также надеются, что пособие окажется полезным для аспирантов гидрометеорологических специальностей и для широкого круга специалистов, связанных с морскими измерениями.

Введение

Специальные (нестандартизованные) методы и средства измерений создаются для решения специфических исследовательских задач, когда с достаточной эффективностью уже не могут быть использованы имеющиеся стандартные методы и средства.

В океанологии подобные специфические задачи возникают, как правило, из-за следующих причин. Во-первых, из-за особенностей *объекта исследований*. Во-вторых, из-за особенностей *региона исследований*.

Рассмотрим, например, особенности такого объекта исследований как зоны раздела свойств. В настоящее время принято рассматривать систему океан-атмосфера как единый взаимосвязанный комплекс, имеющий слоистую структуру. Взаимодействие между слоями происходит через зоны раздела свойств, где осуществляется обмен энергией и ее преобразования, причем зачастую посредством весьма специфических процессов и явлений, не имеющих внутриобъемных аналогов. При крупномасштабном рассмотрении выделяют: зону раздела море-атмосфера, содержащую приводный слой атмосферы и приповерхностный слой моря; сезонный и главный пикноклины. Внутри верхнего квазигомогенного слоя при более подробном рассмотрении выделяют синоптический пикноклин и дневной пикноклин (термоклин). В замерзающих морях формируется дополнительная весьма специфическая зона раздела – морской ледяной покров.

Требуемые виды информации о процессах и явлениях в зонах раздела свойств можно разделить на *традиционные*, имеющие внутриобъемные аналоги, и *нетрадиционные*, соответственно, не имеющие таких аналогов. Традиционные виды – это температура, соленость воды (электрическая проводимость), характеристики течений, характеристики ветра и т.д. Нетрадиционные – это, например, концентрация пенно-пузырьковых образований в приповерхностном слое, вариации положения пикноклина (внутренние волны), градиенты гидрофизических характеристик и др. А применительно к такой зоне, как морской ледяной покров, появляется еще целый ряд требуемых специфических видов информации: толщина льда, перемещения льда (например, припая), распределение механических напряжений во льду и т.д.

Естественно, что специфическими объектами исследований могут являться не только некоторые *геофизические* объекты, как рассмотренные выше зоны раздела свойств, но также чисто физические объекты (процессы, явления и т.д.), например, электромагнитные поля в морской среде.

Особенности региона исследований накладывают свои требования к проведению измерительных экспериментов. Такими "особыми" регионами можно назвать *внутренние моря, эстуарии* и др., но, несомненно, наиболее значимым является *приполярный регион*.

Особенности внутренних морей и эстуариев, в основном, заключаются в сложном химическом составе вод, существенно отличающемся от состава вод Мирового океана. Применительно к измерительным задачам это означает, например, что традиционный метод определения солености по удельной электрической проводимости здесь не может быть применен без специальных дополнительных метрологических исследований. То есть с помощью типичного СТД-зонда здесь можно получать лишь информацию о температуре (например, вертикальный профиль), а данные по электрической проводимости оказываются как бы "ненужными". Кроме того, для таких регионов необходимы существенно расширенные данные об изменчивости ряда гидрохимических характеристик, обусловленной стоком.

Приполярный регион приобретает отмеченную выше *особую значимость* в связи с тем, что здесь принципиально изменяются *методы океанологических измерений*, т.е. та *совокупность приемов использования принципов и средств измерений* (ГОСТ 16263-70), которая обусловлена практически постоянным (в некоторых районах – сезонным) наличием ледяного покрова.

В настоящее время экспериментальные исследования в приполярном регионе чрезвычайно актуальны. Это обусловлено тем, что стратегические интересы России, причем, преимущественно – энергоресурсные интересы уже давно смещаются с юга на север и эта тенденция резко усилилась в последнее десятилетие. В Арктике сохранились практически нетронутыми богатейшие сырьевые ресурсы. В Арктике разведаны колоссальные нефтегазоносные провинции, залежи цветных и редких металлов. А еще больше в Арктике практически не

ке практически не разведанных богатств в недрах и особенно – в недрах гигантского по площади арктического шельфа.

При всех отмеченных особенностях изученность арктического региона как хозяйственного объекта явно недостаточна. Причем, важнейшим здесь является изучение морских акваторий. Это обусловлено следующими причинами. Прежде всего, сосредоточением нефтегазовых ресурсов в области шельфа. Во-вторых, тем, что единственным и практически безальтернативным видом транспорта, способным в промышленных масштабах обеспечивать снабжение территорий и вывоз ресурсов, является морской транспорт.

Изучение гидрометеорологических условий в арктическом бассейне требует формирования надежной системы сбора фактической информации. Существующие в настоящее время космические системы, к сожалению, ограничиваются лишь информацией о процессах и явлениях на поверхности бассейна. При этом разрешающая способность выполняемых измерений как по времени, так и по пространству, оставляет желать лучшего (например [49]). По-прежнему остается невозможным получение информации с помощью космических систем о процессах и явлениях в толще воды, а также числовых данных о метеорологических характеристиках вблизи поверхности моря.

При отсутствии фактической информации становится невозможным с достаточной эффективностью использовать большинство разработанных к настоящему времени прогностических моделей.

Таким образом, существует актуальная проблема создания и эксплуатации комплексных технических систем, обеспечивающих регулярные гидрометеорологические измерения в арктическом бассейне. В силу специфики природных условий бассейна эта проблема не может решаться простым заимствованием технологий измерений, апробированных на других акваториях (например, систем типа ОГСОС). В Арктике, кроме стандартных, становятся необходимыми *специальные технологии* осуществления измерений, а также *специальные методы и средства* измерений.

Понятие *технологии* осуществления измерений шире, чем понятие *метода*. *Метод измерений* – это прием или совокупность приемов сравнения измеряемой физической величины с ее единицей в соответствии с реализованным принципом измерений (РМГ

29–99). Т.е. понятие *метод* включает в себя как *принцип*, так и *средство* измерений (реализованный принцип). *Принцип измерений* – это физическая взаимосвязь, положенная в основу измерений. *Средство измерений* – это техническое средство, применяемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические характеристики. *Технология* осуществления измерений – это полная совокупность операций по обеспечению получения измерительной информации.

В настоящее время отсутствуют какие-либо обобщающие литературные источники по методам специальных океанологических измерений. Тем более отсутствуют учебные пособия. Авторы данной работы попытались в какой-то мере восполнить этот пробел.

Глава 1. ОСОБЕННОСТИ И БАЗОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ СПЕЦИАЛЬНЫХ ОКЕАНОЛОГИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

1.1. Общие вопросы

Принято формулировать задачи измерений и требования к технологиям их проведения с позиций пространственно-временной изменчивости изучаемых характеристик. Однако в настоящее время сведений об этой изменчивости, особенно в столь специфических объектах как зоны раздела свойств, а также в столь специфических условиях как приполярные акватории, чрезвычайно мало, а их получение зачастую и является целью исследований. Соответственно, методы измерений, создаваемые при подобной неопределенности задач исследований, всегда должны иметь некоторый «запас качества» (на «худший случай»).

При планировании и постановке экспериментов все это приводит к стремлению реализовать предельные возможности современных измерительных технологий и соответственно – к необходимости постоянного совершенствования имеющихся методов, а также к поиску и созданию принципиально новых методов, существенно расширяющих эти возможности. Обычно при этом наиболее целесообразен путь тесного взаимодействия физических исследований и технических разработок. При этом цели и характер технических разработок могут и должны корректироваться по результатам выполненных физических экспериментов.

Следует подчеркнуть, что все сказанное не является пустым концептуальным теоретизированием. Любая техническая разработка требует не только финансовых затрат, но и большого времени. Существуют, как известно, последовательные стадии создания любых технических средств, включающие разработку: технического предложения, технического задания, эскизного проекта, макета и т.д. Лишь после всех предварительных этапов разрабатывается технический проект и создается техническая документация по ЕСКД (единой системе конструкторской документации). Отсюда следует, что *не все придуманное необходимо реализовывать*. Соответственно: *не все изобретения необходимо внедрять*. Однако, эти правила не имеют обратной силы, поскольку всегда *необходимо придумывать и защищать патентами придуманное*. Важна каждая ступень

ка в техническом развитии, даже если эту ступеньку потом безнадёжно забывают.

Это отступление было целесообразным для пояснения того, что в методах океанологических измерений, создаваемых для специфических объектов исследований и для специальных задач, нельзя ожидать какой-либо законченности. Как правило, средства измерений в этих случаях обычно производятся самостоятельно, с максимальным использованием имеющихся «кусков»: отдельных более ранних разработок, стандартных блоков и даже целых приборов с соответствующим приспособлением их друг к другу. Ничего зазорного в этом нет. Есть два основных правила, которые при этом необходимо выполнять неукоснительно: во-первых, знать свойства всех этих «кусков» по отдельности и в используемых сочетаниях; во-вторых, выполнять требования ГОСТа 8.326–78 «Метрологическое обеспечение разработки, изготовления и эксплуатации нестандартизованных средств измерений», т.е. одновременно с созданием самих средств измерений необходимо создавать средства и методы их метрологической аттестации.

Для ряда специальных задач зачастую возникает возможность использования средств измерений, разработанных и производимых по заказу частными фирмами. Чаще всего их метрологическая аттестация ненадежна. В ГОСТ 8.326 указано, что для таких случаев также необходима самостоятельная аттестация, производимая пользователем СИ по принятым требованиям.

Поскольку здесь везде речь идет о *специальных* измерениях, то это означает, что государственные методики метрологической аттестации СИ, как правило, отсутствуют. Выполнять разработки таких методик в специализированных организациях типа ВНИИМ им. Менделеева весьма затруднительно из-за высокой стоимости, а также из-за сроков. Т.е. ситуация складывается примерно так же, как и при разработке СИ – нет уверенности в том, что подобная большая работа будет востребована потом, после проведения экспериментов.

Отмеченный ГОСТ 8.326 позволяет решить эту проблему внутренними силами тех организаций, которые планируют и проводят эксперименты, т.е. фактически за полученные результаты эти организации (а равным образом и исполнители-специалисты) отвечают своей репутацией.

1.2. Особенности измерений в зонах раздела свойств

Используемое в настоящее время разделение методов океанологических измерений на *контактные*, где *средства измерений* (СИ) имеют непосредственный физический контакт с объектом исследований, и *дистанционные*, где подобный контакт отсутствует, является наиболее обобщенным. Это преимущественно связано с техническим аспектом методов измерений. Однако, с позиций получения информации более удобно характеризовать методы в соответствии с видами этой информации и дополнительно их разделить на *локальные*, где измерительная информация имеет «привязку» к сравнительно малой области внутри объекта, и *интегральные*, где информация связана с распределением изучаемых свойств объекта по пространству (по направлению, поверхности либо объему). В дальнейшем будет использоваться терминология в рамках обоих обобщений.

Наиболее существенными отличительными особенностями зон раздела свойств как объектов измерений являются следующие: а) нестационарность положения в пространстве (преимущественно – по вертикали); б) наличие значительных вертикальных градиентов; в) наличие специфических процессов и явлений, не имеющих внутриобъемных аналогов; г) наличие многофазности (воздух–вода, воздух–снег–лед–вода и др.). Эти особенности обуславливают существенную специфичность подхода к проведению измерительных экспериментов, причем даже в том случае, если задачи эксперимента предполагают измерения традиционных гидрофизических величин – температуры, электрической проводимости и т.д.

Применительно к отмеченным особенностям рассмотрим задачи и возможности *контактных методов* измерений.

Применяемые СИ в общем случае должны устанавливаться на некоторой базе. Например, с использованием стационарной *буйковой станции* (БС). Здесь возможны два варианта установки: *жесткая* и *подвижная*. При жесткой установке контакт СИ со средой оказывается, во-первых, переменным по вертикали (из-за волнения) и получаемая информация в силу высоких градиентов в приповерхностном слое является переменной во времени, а во-вторых, информация оказывается безотносительной к какой-либо фиксированной точке внутри среды.

Подвижная установка с отслеживанием вертикальных движений зоны раздела позволяет получать информацию, привязанную к конкретному горизонту, стационарному относительно отслеживаемой поверхности, но варьирующему по вертикали.

В результате получается, что в самом общем случае эти варианты нельзя рассматривать как конкурентные, а выбор между ними может быть сделан лишь исходя из задач планируемых экспериментов.

В обоих вариантах функционирование СИ обеспечивается в довольно сложных условиях взаимодействия со средой. Физическая величина на входе СИ получается изменчивой во времени в широком диапазоне периодов и это предопределяет принципиально *динамический* режим измерений. В силу этого при реализации специальных методов измерений учет особенностей динамического режима приобретает весьма важное значение. Из них можно выделить следующие проявления эффекта «иллюзии дискретизации», коррекция которого практически невозможна, а устранение затруднено из-за особенностей спектра физической величины на входе – его немонотонности и, что самое важное, – наличия повышенных значений спектра в области волновых периодов, которые вследствие указанного эффекта могут перебрасываться в изучаемую сверхнизкочастотную область;

- влияние нелинейности функции преобразования СИ, что вносит весьма специфические погрешности в получаемую информацию (см., например, [57]);

- необходимость выбора и специального формирования спектрально-волновых окон измерений, в частности полосы измеряемых частот, ввиду невозможности совместить требуемые точностные характеристики и динамический диапазон; при этом требования к точностным характеристикам при смещении полосы в высокочастотную область существенно возрастают, что требует поиска новых технических решений.

Также следует отметить, что большинство задач необходимо решать при весьма ограниченных представлениях о структуре изучаемых процессов, что требует «запаса качества».

Нестационарность положения СИ относительно объекта измерений (1-й вариант установки) либо нестационарность в пространстве (2-й вариант) в условиях значительных вертикальных градиен-

тов обуславливают не только необходимость учета этих факторов при анализе информации, но в свою очередь формируют специфические требования к конструкциям СИ и определяют целесообразность разработок *специальных методик* измерений и *технологического обеспечения* этих измерений.

Действительно, ни в одном из вариантов установки СИ не обеспечивается хоть какая-либо универсальность. Жесткий вариант позволяет получать достаточно корректную информацию только при осреднении регистрируемых значений, при этом выбор интервала осреднения является отнюдь не тривиальной задачей. Отслеживающий вариант имеет свои недостатки. Их основной причиной является затухание вариаций по обе стороны от поверхности раздела, да еще с дополнительным смещением по фазе. Из-за этого контакт СИ со средой можно считать приближенно фиксированным лишь непосредственно вблизи поверхности раздела, на повышенных расстояниях недостоверность «привязки» резко возрастает.

В результате отмеченных причин существенно повышаются требования не только к методикам обработки результатов, но также к *технологическим конструкциям* средств обеспечения измерений, например, к несущему бую заякоренной буйковой станции, и к измерительной мачте, связанной с этим буюм. Основными из этих требований являются:

- повышение остойчивости буя;
- улучшение гидродинамических характеристик буя и мачты;
- улучшение стабилизации вертикального положения мачты.

С рассмотренными особенностями связаны недостатки всех *локальных* СИ, применяемых в зонах раздела, т.е. всех измерительных устройств (ИУ), у которых чувствительный элемент (ЧЭ) либо в целом первичный измерительный преобразователь (ПИП) находятся в очень ограниченном (условно – *точечном*) контакте с объектом измерений. Полная достоверность «привязки» получаемой информации в таких СИ практически не может быть обеспечена.

В связи с этим представляются весьма перспективными интегральные контактные СИ, которые используются при измерениях характеристик внутренних волн в зоне пикноклина (см. гл. 7), при исследованиях верхнего слоя океана [57], и в некоторых специальных задачах.

Интегральные СИ содержат ЧЭ либо ПИП, равномерно распределенные по некоторой базе и воспринимающие физическую величину, переменную в пределах этой базы.

Перспективность использования подобного принципа может быть наглядно представлена при решении задачи измерения температуры поверхностного слоя. В соответствии с ГОСТ 18451-73 — это температура слоя в пределах 0–1 м. Но, как известно, в пределах этого слоя изменчивость температуры может достигать 1–2 К. Естественно, в такой ситуации применение локальных СИ явно некорректно, хотя установлено существующими инструктивными положениями. Наиболее репрезентативной здесь является информация, получаемая с помощью интегральных СИ, распределенных в слое 0–1 м.

Кроме задач прямых измерений, интегральные СИ широко применимы для исследования динамики положения зон раздела, в частности, для получения информации о характеристиках внутренних волн в зоне пикноклина, где локальные СИ даже в режиме отслеживания изотерм не позволяют рассчитывать на неискаженные результаты (см. гл. 7).

Здесь целесообразно вновь вернуться к проблемам дискретизации измерений, в частности, в условиях жесткой установки СИ. Выше уже отмечалось, что в этом случае для локальных СИ получение корректной информации возможно лишь при осреднении измеренных дискретных значений. Однако, здесь осредняемые значения распределены случайным образом как по вертикали (из-за изменчивости положения зоны контакта), так и во времени (из-за отсутствия синхронизации моментов измерений с вариациями положения зоны раздела). В результате операция осреднения на коротких интервалах не может обеспечить достоверность информации, а при осреднении на длинных интервалах теряются особенности мелкомасштабных процессов.

Применение интегральных СИ доля таких условий автоматически обеспечивает осреднение по вертикали, а согласование дискретности с периодом вариаций дает возможность использовать эти данные без осреднения по времени.

Применительно к столь специфической зоне раздела, как морской ледяной покров, совершенствование контактных методов измерений происходит преимущественно за счет использования но-

вых принципов измерений, т.е. тех физических взаимосвязей, на которых основаны измерения. Действительно, важнейшей особенностью этой зоны является *многослойность*, например: атмосфера–снег–лед–вода. Даже для измерений универсальных характеристик, например, температуры, здесь невозможно применение каких-либо универсальных СИ (см., например, гл. 2).

Таким образом, применительно к зонам раздела свойств развитие методов контактных измерений в настоящее время происходит в направлении совершенствования и создания новых принципов измерений, при этом заметна постепенная трансформация СИ из *локально-контактных* в *контактно-интегральные*.

1.3. Особенности измерений в условиях приполярных акваторий

1.3.1. Природные особенности приполярных акваторий

К приполярным акваториям, представляющих интерес для российских океанологических исследований, следует отнести арктический бассейн, Антарктику, а также Белое, Берингово и Охотское моря. Основной особенностью всех этих акваторий является то, что значительную часть времени года для них характерно наличие ледяного покрова.

Ледяной покров разделяют на *дрейфующий лед* и *припай*. Дрейфующий лед может быть представлен в следующих основных формах: *ледяные поля* (гигантские, обширные и большие), *обломки полей*, *крупнобитый лед*, *мелкобитый лед* и *куски льда*. Припай – это лед, скрепленный с берегом, т.е. условно неподвижный лед (условно, поскольку для него характерны достаточно значимые динамические явления).

Толщина ледяного покрова зависит от его возраста. Максимальная толщина характерна для многолетних льдов (2–3 м и более). Минимальная (до 5 см) свойственна темному ниласу.

Из-за различных динамических факторов ледяной покров не является ровным, а в значительной мере восторжен. Общая торосистость оценивается по 5-балльной шкале, характеризующей отношение площади, занятой торосами, к общей площади. Средняя высота торосов, образующихся на однолетних льдах, составляет 1,5–

2,0 м, на многолетних – 2,0–2,5 м. Отношение осадки торосов к высоте гряд, в среднем, соответствует 5,0–5,5. Среднее отношение ширины основания к высоте находится в пределах 1,7–5,6.

Максимальные высоты торосов существенно выше их средних значений. По данным работы [20], кривая вероятностей высот строится свыше 6 м.

Все отмеченные факторы являются весьма важными при планировании и проведении гидрометеорологических измерений. Рассмотрим сравнительно простую задачу обеспечения длительных измерений в одной точке. Несомненно, что при наличии ледяного покрова подобные измерения становятся весьма проблематичными. Действительно, если при отсутствии льда их можно выполнить с помощью автономных буйковых станций с поверхностным буюм, снабженным средствами аэрофизических (метеорологических) измерений, то при наличии льда все усложняется. Поверхностный буй исключается, поскольку дрейфующий лед его может просто “обрезать”. Тем самым, станция должна быть подводной. Глубину расположения подводного несущего буя, соответственно, необходимо выбирать из условия максимальной глубины погружения ледяных образований, иначе и подводный буй может быть “обрезан”.

Если же автономная буйковая станция не имеет индикаторов на поверхности (хотя бы простых сигнальных буюв), то возникает довольно нетривиальная задача ее поиска после выполнения программы работ. Для решения подобной задачи необходимы различные специальные устройства, в частности, акустические размыкатели троса (см., например, п. 1.4.1).

Описанный пример демонстрирует, как из-за изменения природных условий эксплуатации изменяются применяемые средства и методы исследований.

Продолжая рассмотрение особенностей, необходимо отметить, что кроме торосистых дрейфующих льдов с глубинами погружения до 30–40 м (6–8 м высота над поверхностью моря) в арктических районах встречаются:

а) *ропаки* – отдельно торчащие ребром кверху льдины; ропаки образуются в условиях сжатий дрейфующего льда; их высота зависит от толщины и механической прочности льдин и может достигать 6–8 м;

б) *несяки* – отдельно плавающие торосы или группы смерзшихся торосов; типичный несяк может выступать над поверхностью воды на высоту порядка 5 м; однако, встречаются несяки значительно большей высоты – их называют *флобергами*, или *айсбергами морского происхождения* [28]. В современной терминологии такого разделения нет: термин “несяк” соответствует английскому “*floeberg*”.

в) *айсберги* – массивные, отколовшиеся от береговых ледников куски льда; как правило, они выступают над уровнем моря более чем на 5 м; айсберги встречаются в Карском море, в море Лаптевых и в Баренцевом море (северо-западная часть); источники айсбергов – о-в Шпицберген, северная часть о-вов Новой Земли, о-ва Земля Франца-Иосифа, о-ва Северная Земля и некоторые другие; высота отдельных айсбергов, например, в районе Земли Франца-Иосифа может достигать 20–25 м (например, [28]).

Соответственно, при вероятности подобных дрейфующих ледяных образований становится проблематичной постановка автономных буйковых станций вплоть до глубин порядка 100 м – здесь становятся применимыми лишь придонные автономные станции (например, п. 1.4.2).

Что же касается предположений о возможности сохранить жизнеспособной автономную буйковую станцию при “тралении” днищем подобного айсберга, то достаточно вспомнить судьбу трансатлантического лайнера “Титаник”.

Аналогичные, только еще более суровые условия характерны для Антарктики. Как известно, в Антарктике существенно выше распространенность айсбергов, причем, высоты айсбергов порядка 20–25 м не являются чем-то уникальным – это достаточно рядовое явление.

Припайные льды, в частности, льды российской Арктики, можно разделить на пять основных типов (например, [13]).

1. Льды, формируемые в закрытых бухтах, губах и проливах *со слабыми течениями*. Размер этого типа припая по направлению основной оси действия ветра обычно не превышает 30 миль. Для этого типа характерны малые сроки формирования и сравнительно ровная поверхность. Примеры: архипелаг Седова, пролив Малыгина и др.

2. Льды, образующиеся в проливах, губах и заливах, *находящихся под влиянием приливо-отливных, стоковых и сгонно-нагонных течений*; отличаются повышенной торосистостью, в рай-

онах отмелей – до 5 баллов. Размер этого типа припая – свыше 30 миль. Примеры: Обская губа Енисейский залив и др.

3. Льды, сформировавшиеся в межостровных акваториях. Размеры припайной зоны существенно превышают 30 миль и в основном определяются расположением островов как “пунктов закрепления” пластины припая. Отличительной особенностью является то, что становление обычно происходит в результате смерзания дрейфующих льдов. Характерна повышенная торосистость. Возможен взлом в любой из месяцев зимне-весеннего периода при воздействии ветра и течений в комбинациях специфических для каждого участка акватории. Примеры припая: от архипелага Норденшельда до пролива Вилькицкого и др.

4. Вдольбереговой припай при отсутствии островов и полуостровов, формирующийся без воздействия существенных динамических факторов, т.е. ветра и течений. Характерно разделение на зону “устойчивого” припая (примерно до изобаты 10 м) и зону “неустойчивого” припая (мористее изобаты 10 м). Между зонами, как правило, формируется *барьер торосов*. Ширина припая зависит от прибрежных глубин и может достигать 20-метровой изобаты. Примеры: западное побережье п-ва Ямал, Чукотское побережье и др.

5. Вдольбереговой припай, географически аналогичный четвертому типу, но формирующийся в условиях интенсивного воздействия ветра и течений. Ширина этого типа припая значительно меньше, чем у других типов, и в условиях активной циклонической деятельности может составлять не более 1–2 км. Примеры: Амдерминское побережье, о-в Колгуев и др.

Становление припая обычно происходит при значениях толщины льда порядка 40–60 см в зависимости от действующих динамических факторов. Дальнейшее возрастание толщины определяется интенсивностью выхолаживания. У однолетних припайных льдов толщина может достигать 1,5–2,0 м. В припай могут быть заморожены поля двухлетнего льда – его толщина может достигать 2–3 м, а также поля многолетнего льда (более 3 м).

1.3.2. Особенности технологий осуществления измерений в условиях приполярных акваторий

В условиях приполярных акваторий могут реализовываться технологии измерений со следующих базовых основ:

- с припайного льда;
- с исследовательских судов;
- с автономных подледных буйковых станций;
- с дрейфующих льдин.

Здесь следует повторить то, что уже отмечалось во введении – в данном пособии не рассматриваются дистанционные методы и средства сбора океанологической информации, т.е. авиа- и космические методы. У этих методов, как известно, есть колоссальное достоинство – оперативность, однако, они практически исключают возможность получения информации о процессах и явлениях в толще воды подо льдом. Также не рассматриваются некоторые экзотические возможности типа проведения исследований с обитаемых стационарных и подвижных подводных станций, хотя нельзя исключать возможность их использования в ближайшем будущем.

Измерения с припайного льда. Из приведённого выше (п.1.3.1) краткого обзора видов припая несложно сделать оценку припайного льда, как базовой основы для осуществления океанологических измерений. Действительно, прорезав нужных размеров лунку во льду, можно выполнить практически все виды измерений в толще воды, разместив на льду необходимое оборудование. Такие работы повсеместно проводятся береговыми обсерваториями (см., например, [26, 38]). Однако в силу ограниченности размеров припая, а также ограниченной возможности перемещений по нему (из-за торосов) объем получаемых данных чрезвычайно мал. Причем, это характерно не только в количественном смысле, но также и в смысле малости изучаемого пространства по сравнению с пространством всего арктического бассейна.

Перемещения по припайному льду возможны:

- а) пешком (наиболее простой вариант, но чрезвычайно ограниченный по расстоянию);
- б) на аэросанях; это достаточно широко применяемый вариант, особенно, за рубежом; возможности эксплуатации аэросаней огра-

ничены акваторией со сравнительно ровной поверхностью льда (торосистость не более 3 баллов); естественно, при этом исключаются районы с такими образованиями как гряды торосов, барьеры торосов.

в) с использованием ПВП и СВП (платформ и судов на воздушной подушке); это сравнительно дорогостоящий вариант, в эксплуатационном отношении практически не имеющий существенных преимуществ по сравнению с аэросанями; для океанологических работ применяется очень редко;

г) с использованием самолетов и вертолетов полярной авиации; применение самолетов и вертолетов существенно ускоряет процессы океанографической съемки; особенно перспективны вертолеты; эти средства уже сейчас находят широкое применение; однако, в настоящее время стоимость вертолетной океанографической съемки (особенно, с посадкой на лед) слишком велика.

Измерения с исследовательских судов возможны в летнее время, причем, в сравнительно короткий промежуток этого времени, когда суда могут, не особенно нарушая технику безопасности, выходить в открытое море. При этом, технологии измерений с судов в условиях приполярных акваторий ничем принципиально не отличаются от аналогичных технологий в других регионах. Здесь только, как правило, шире задачи наблюдений, поскольку они обязательно включают определение ряда характеристик ледовой обстановки (см., например, [26]).

Измерения с подводных автономных буйковых станций (ПАБС) среди рассмотренных возможностей представляются чрезвычайно перспективными. Действительно, получение надежной и регулярной информации о процессах в *толще арктических вод* возможно только с помощью подобных средств. Другой вопрос, что таких средств пока чрезвычайно мало и невозможно охватить ими весь гигантский арктический бассейн. Также пока невозможно обеспечить надежное обслуживание подобной гипотетической *системы арктических станций* САС (по аналогии с известной системой ОГСООС – объединенной глобальной системой океанских станций). Кроме того, пока не разработаны достаточно надежные приемы оперативного сбора информации с такой системы.

Последний тезис следует рассмотреть несколько подробнее. Действительно, если для системы ОГСООС были разработаны и хорошо апробированы приемы сбора информации через искусственные спутники Земли (ИСЗ), то, казалось бы, почему нельзя применить те же приемы для САС? Естественно, из-за наличия ледяного покрова. Ведь из-за льда становится невозможным хоть что-нибудь удерживать на поверхности, например, приемопередающую антенну для связи с ИСЗ. А обеспечивать связь с ИСЗ из подводного положения пока нереально.

В этих условиях для сбора информации оказывается наиболее целесообразным использовать гидроакустические каналы. Организация глобальной подводной гидроакустической сети сбора информации является в настоящее время вполне решаемой задачей. Однако, это требует очень больших финансовых затрат.

Измерения с дрейфующих льдин применяются очень давно. Распространены два основных варианта: измерения в условиях постоянного присутствия обслуживающего персонала (широко известные станции типа “Северный полюс”) и измерения с помощью автономных дрейфующих станций (например, широко известных систем типа ДАРМС – дрейфующих автономных радиометеорологических станций).

Несомненно, что постоянное присутствие персонала специалистов при проведении измерений имеет довольно много преимуществ по сравнению с автономным вариантом. Однако, организация станций типа СП – это чрезвычайно дорогостоящая операция и вряд ли следует рассчитывать в будущем на широкие перспективы этого направления натурных исследований.

В противоположность этому автономный вариант имеет весьма хорошие перспективы. Рассмотрим основные достоинства и недостатки этого варианта.

К достоинствам следует отнести:

- получение надежных как аэрофизических, так и гидрофизических данных через фиксированные интервалы времени; причем, нет принципиальных затруднений в обеспечении периодического зондирования всей толщи воды, в том числе – в изменении глубины зондирования в зависимости от глубины места;
- возможность сбора информации с сети станций через ИСЗ;

- потенциальная возможность управления режимом работы каждой из станций через ИСЗ;
- отсутствие серьезных технологических проблем при установке станций (в сравнении с проблемами при установке подводных автономных буйковых станций);
- упрощенное обслуживание, например, замена источников энергоснабжения (естественно, также в сравнении с подводными станциями).

Недостатки дрейфующих станций следующие:

- *перемещения по пространству*; из-за этого каждое измерение производится в некоторой произвольной точке; несомненно, что координаты этой точки могут определяться с высокой точностью благодаря современным навигационным средствам; однако, из-за ненормированных перемещений *всей сети* станций могут возникать в получаемых данных ситуации: “то густо, то пусто”;
- размещение станций *для круглогодичных наблюдений* преимущественно в центральной части арктического бассейна; причина, естественно, в том, что только здесь можно выбрать надежную (обычно – многолетнюю) базовую льдину для установки станции;
- *потери станций* при разрушении базовых льдин.

По-видимому, наиболее вероятно, что развитие систем массового сбора гидрометеорологической информации в приполярных регионах будет в дальнейшем происходить путем объединения сети (пока – гипотетической) автономных подводных буйковых станций и сети дрейфующих станций (с существенно расширенными функциональными возможностями в сравнении с нынешними конструкциями).

1.3.3. Особенности номенклатуры измеряемых характеристик

В условиях приполярных акваторий существенно расширяется номенклатура измеряемых характеристик. Поскольку, кроме моря и атмосферы, в приполярных условиях присутствует лед и снег, то в номенклатуру дополнительно входят специфические характеристики состояния ледяного и снежного покровов. Причем, среди них можно выделить *стандартные* и *нестандартные*. Стандартные характеристики – это те, которые включены в соответствующие инструктивные материалы по наблюдениям. В качестве примеров можно назвать *толщину льда* и *толщину снежного покрова* на льду.

Определения этих характеристик производятся по одинаковым для всех методикам, изложенным в соответствующих инструкциях. К нестандартным относятся, естественно, все остальные физические характеристики состояния этих сред, например, соленость льда, вертикальные профили температуры в снеге и во льду и др.

В силу наличия льда возникают исследовательские задачи взаимодействия между водной массой и льдом с одной стороны, и между атмосферой и ледяным покровом с другой стороны. Они требуют включения в номенклатуру еще некоторых нестандартных характеристик, например, характеристик тонкой структуры течения в подледном слое воды, характеристик перемещений льда и др.

Кроме характеристик льда и снега, в условиях приполярных акваторий приобретают важнейшее значение характеристики естественных электромагнитных полей. Это вызвано близостью этих акваторий к магнитным полюсам Земли. Как известно, именно вблизи полюсов наиболее сильно выражены различные магнитосферные и ионосферные эффекты, обусловленные взаимодействием с “солнечным ветром” – потоком высокоэнергетических частиц, усиливающимся в периоды повышения солнечной активности. В приполярных районах наиболее сильны “магнитные бури” – важнейший экологический фактор, влияющий на здоровье людей, на миграции птиц, поведенческую активность и ориентационные способности рыб и т.д. В океанологических задачах характеристики электромагнитных полей также принято относить к нестандартным.

1.4. Технологии специальных измерений с использованием подводных автономных буйковых станций (ПАБС)

1.4.1. Состав технических средств ПАБС и их функционирование

При проведении режимных наблюдений в различных регионах, особенно в арктических морях и Южном океане, широкое применение нашли подводные автономные буйковые станции. В состав такой станции (рис. 1.1) входят:

- подводный несущий буй 1;
- измерительные гидрологические приборы 2;
- гидроакустический маяк 3;
- размыкатель троса 4;

- якорь 5;
- буйреп 8, соединяющие все компоненты станции.

Технология работы с такого рода станцией включает в себя следующий набор операций:

- закрепление приборов на буйрепе;
- установка станции вместе с приборами в заданном районе;
- поиск и обнаружение станции по сигналам гидроакустического маяка;
- погружение в воду гидрофона-излучателя – 6;
- вызов станции путем подачи команды от вызывного устройства 7 с борта судна к размыкателю об отделении буйрепа 8 от якоря;
- всплытие станции на поверхность воды;
- подъем станции и снятие приборов.

В случае работы со станцией не с судна на открытой воде, а с дрейфующего льда приходится дополнительно уточнять местоположение всплывшей станции, находящейся подо льдом и вплотную приблизившейся к подводной кромке ледового поля, а затем в этом месте осуществлять вскрытие полыньи и подъем через нее приборов.

В качестве буюв подледных станций используют различные варианты конструкций в том числе:

- модульный набор,
- металлические обрешетки, заполненные рыболовецкими кухтелями,
- полые пластмассовые или цельносварные металлические конструкции,
- буйи из синтактика.

Наибольшее распространение в настоящее время получили модульные пластмассовые буйи, а для глубоководных станций с расположением буюа глубже 1000 м – буйи из синтактика.

Важнейшим компонентом станции такого рода является размыкатель троса. Он служит для разъединения элементов конструкции станции в месте установки. При этом якорь отсоединяется от буйрепа, и буй вместе с тросом поднимается на поверхность воды. Известны несколько типов размыкателей троса.

Сейчас в основном применяются гидроакустические размыкатели троса с механическим расцепляющим устройством. В такого рода размыкателях команда на срабатывание расцепляющего уст-

ройства подается по акустическому каналу. В результате происходит механическое разъединение троса в месте расположения размыкателя или отсоединение от него якоря. Из отечественных конструкций наибольшее распространение получили размыкатели типа "ГРОТ" разработки ААНИИ.

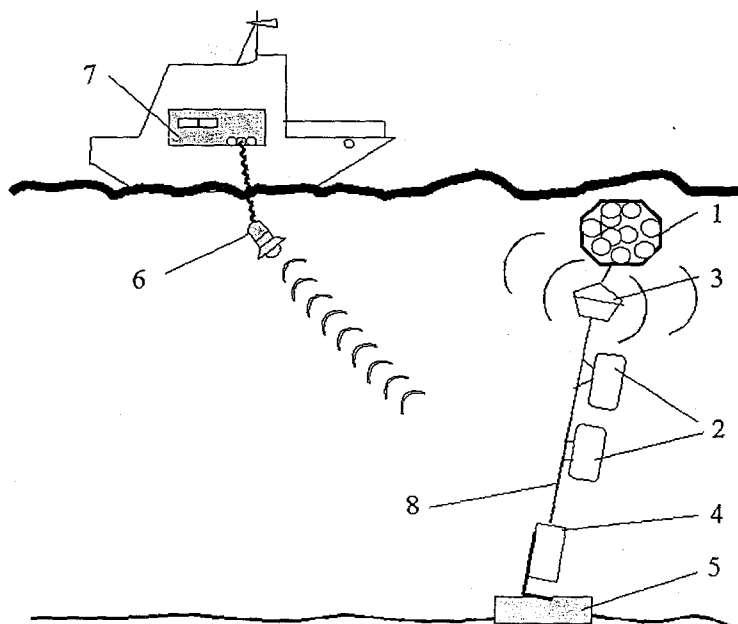


Рис. 1.1. Общая конструкция и принцип работы ПАБС.

Рассмотрим устройство и принцип действия одной из последних моделей этих устройств – размыкателя гидроакустического "ГРОТ-6". Размыкатель данного типа представляет собой автономное устройство длительного действия, содержащее механизм расцепления троса, дежурный акустический приемник с гидрофоном и дешифратор адреса команды. Механизм расцепления выполнен на основе электродвигателя с понижающим редуктором и откидным рычагом. Вызов и срабатывание размыкателя осуществляется по команде с гидрофона вызывного устройства, размещающего на борту плавсредства, находящегося в дрейфе или неподвижно на рас-

стоянии до 5000 м от размыкателя. Команда представляет собой гидроакустическое излучение на несущей частоте 16384 Гц импульсного сигнала позиционного кода адреса размыкателя. Адресный вызов предусматривает возможность выборочного срабатывания одного из группы близко расположенных размыкателей. Для кодирования команды вызова используется время-импульсный позиционный код, устойчивый к реверберации и многолучевому распространению сигнала. Сигнал вызова состоит из непрерывной последовательности импульсов, следующих с постоянным периодом повторения 20 с.

Избирательность к сигналу вызова и помехоустойчивость обеспечиваются применением узкополосного кварцевого фильтра, в акустическом приемнике и двойного электрического и механического интегратора на его выходе, формирующего исполнительную команду для механизма расцепления. В результате осуществляется защита от широкополосной (шумовой) и импульсной помехи.

Конструктивно размыкатель, общий вид которого показан на рис. 1.2, представляет собой полый герметичный металлический цилиндр 1 высотой 110 мм и диаметром – 60 мм. На боковой поверхности цилиндра имеется ручка 2, на которой шарнирно закреплен откидной рычаг 3 и имеется проушина для крепления размыкателя к несущему бую. На рычаг 3 заводится серьга 4, связанная с якорем буйковой станции. При срабатывании размыкателя рычаг 3 освобождается, серьга 4 свободно сходит и остается на дне вместе с якорем.

Цилиндрический корпус 1 размыкателя с обоих торцов герметично закрыт двумя крышками. Крышки по корпусу имеют уплотнение поршневого типа с резиновыми кольцами. Внутри корпуса располагаются батареи питания 5 и плата 6 с электронными компонентами размыкателя, включающими в себя акустический приемник-усилитель, детектор и дешифратор. На верхней крышке расположен приемный гидрофон, а на нижней крышке – спусковой механизм откидного рычага 3. Приемный гидрофон состоит из двух пьезокерамических шайб 7 из керамики ЦТС-19, настроенных с помощью специальной металлической накладки, на частоту 16384 Гц. Диаграмма направленности гидрофона представляет собой конус с углом при вершине в 60°.

Гидроакустические сигналы воспринимаются непосредственно наружной поверхностью крышки, преобразуются приемным гидрофоном и далее поступают на вход акустического приемника, работающего в дежурном режиме. Он осуществляет выделение на фоне шумов и помех полезного сигнала-вызова, который далее усиливается, детектируется, дешифрируется по адресу и вызывает срабатывание электронной схемы, запускающей в работу микродвигатель 8 спускового механизма. Этот двигатель через понижающий редуктор 9 с коэффициентом 1:2000 поворачивает валик 10, имеющий на торце усеченную головку, которая, вращаясь вместе с валиком, освобождает откидной рычаг 3.

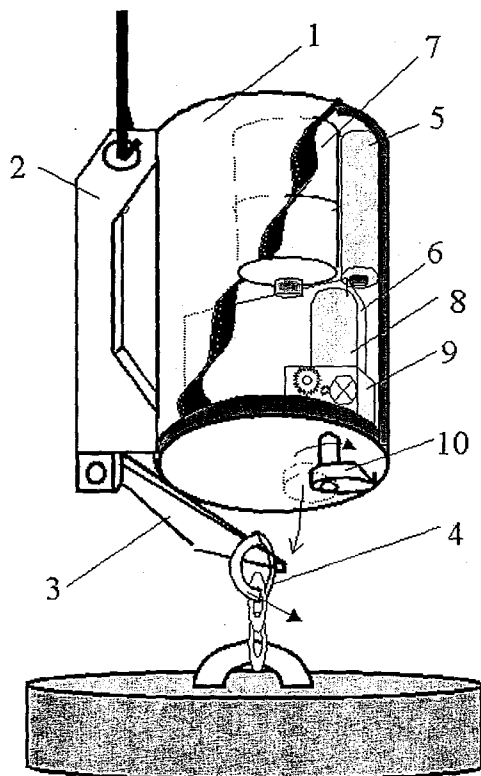


Рис. 1.2. Конструкция акустического размыкателя троса.

Срок автономной работы размыкателя "ГРОТ-6" не менее 1 года, глубина до 6 км, его масса не превышает 8 кг, а разрывное усилие не должно превосходить 0,2 т. В случае необходимости данный размыкатель может быть дополнен специальной штангой, позволяющей увеличить величину разрывного усилия до 5 т. Длительность подачи команды вызова составляет 5–7 минут, число адресов – 10.

Вызывное устройство представляет собой мощный генератор кодированных акустических сигналов, подаваемых с плавсредства к размыкателью. Конструктивно этот генератор выполнен в виде лабораторного прибора, размещаемым на борту плавсредства и связанного с ним кабелем гидрофона, помещаемого в воду. Питание данного устройства осуществляется от промышленной (корабельной) сети 220 В. Предусмотрена возможность работы в полевых условиях с дрейфующего льда от внутренних предварительно заряженных аккумуляторов.

Вызывной гидрофон представляет собой герметичную конструкцию цилиндрической формы, внутри которой размещается резонансный полуволновой вибратор стержневого типа для излучения акустических сигналов команды срабатывания.

В отечественной практике полярных океанологических исследований также широко применяются размыкатели троса "ГРОТ-5М". Они построены по электрической схеме, аналогичной "ГРОТ-6", также имеют кодовый вызов и совместимы с ними по несущим частотам команд – вызова и вызывным устройствам. Однако в отличие от "ГРОТ-6" они имеют другие весогабаритные характеристики, а именно: их масса до 25 кг, размеры: диаметр корпуса – 120 мм, длина – 800 мм, разрывное усилие до 2,5 т. При этом в качестве исполнительного механизма расцепляющего устройства "ГРОТ-5М" применен маятниковый привод защелки, удерживающей откидной рычаг до момента срабатывания, а передача вращения от редуктора исполнительного устройства к защелке осуществляется с помощью резиновой муфты.

1.4.2. Принципы вертикального зондирования с ПАБС

Из имеющихся современных разработок буйковых станций для задач вертикального зондирования представляют несомненный интерес станции с сильно заглубленным, иногда близким к придонному, расположением основного (несущего) буя.

[illegible]

29

Для обеспечения полного комплекса задач, в том числе задач вертикального зондирования, станция дополнительно содержит подвижный буй 8 с собственным набором измерительных преобразователей 9, подсоединенных к электронному блоку 10. Для ориентации по течению и стабилизации в потоке при попадании в разные слои воды буй 8 снабжен хвостовым оперением 11.

Перемещение подвижного буя на требуемый горизонт наблюдений производится с помощью лебедки 12, установленной на бую 1 и снабженной барабаном с запасом троса (кабель-троса) 13. Электродвигатель лебедки герметизирован и размещен внутри барабана, что обеспечивает высокую надежность и существенно снижает энергозатраты.

В станции экологического контроля, разработанной в ЦНИИ "Гидроприбор", базовый притопленный буй 1 дополнительно содержит еще одну лебедку 14, выполненную аналогично лебедке 12, и на барабан которой намотан запас троса (кабель-троса) 2. С помощью этой лебедки осуществляются изменения глубины расположения базового буя.

Описанная автономная станция функционирует следующим образом.

В собранном компактном виде станция транспортируется судном к точке установки. В этой точке с известной глубиной моря в электронный блок станции вводится программа ее развертывания и дальнейшего функционирования. После этого станция сбрасывается за борт и под действием веса якоря, превышающего суммарную плавучесть буюв 1 и 8, опускается в исходном компактном виде на дно моря. В соответствии с введенной программой развертывания срабатывает лебедка 14, освобождая для свободного всплытия базовый буй 1, который поднимается до требуемой по программе глубины. На этой глубине, получив сигнал от канала измерения гидростатического давления (один из преобразователей 6), лебедка 14 блокирует дальнейшее всплытие буя.

Глубина расположения базового буя задается, исходя из запаса троса (кабель-троса) на лебедке 12, т.е. чтобы могла быть реализована возможность всплытия подвижного буя 8 до требуемого верхнего горизонта. Всплытие подвижного буя также осуществляется по программе, однако сигнал, блокирующий лебедку 12, здесь форми-

руется в результате обработки данных измерений по гидрофизическим каналам и по каналу гидростатического давления (преобразователи 9). Хотя в конструкции станции не предусмотрена локация нижней поверхности льда, но использование подобного измерительного канала (например, "ледового сонара") принципиальных затруднений не вызывает. В этом случае возможно блокирование лебедки по сигналу типа "на N метров ниже основания ледяного покрова".

Естественно, что при отсутствии подобного канала всплытие буйа окажется ограниченным нижней поверхностью ледяного покрова.

Описанная базовая станция получила интересное развитие. В этом варианте подвижный буй с соответствующими изменениями конструкции оказывается возможным применить для непосредственных измерений характеристик внутренних волн. Это техническое решение подробно рассмотрено в гл. 7.

1.4.3. Буйковые конструкции с поверхностным расположением несущего буйа

Поверхностное расположение несущего буйа становится необходимым при специальных измерениях в зонах раздела свойств, в частности, в зоне море-атмосфера, поскольку только при этом возможно требуемое расположение контактных СИ на соответствующих уровнях в обеих средах.

В стационарном варианте проведения наблюдений необходимо выполнение ряда специфических требований к таким буйковым конструкциям:

- исключение вертикальных перемещений точки подвеса тросовой (кабель-тросовой) линии с измерительными преобразователями;
- исключение горизонтальных перемещений точки подвеса.

Эти требования обеспечивают стабильное вертикальное положение ИП как на бую, так и на тросовой линии и, соответственно, низкие погрешности измерений. Однако их выполнение возможно лишь при использовании специальных конструкций буйев.

Представляют несомненный интерес конструктивные решения на основе притопленного буйа с выступающей над поверхностью воды мачтой, которая выполняет роль индикатора и одновременно –

несущей основы для поверхностных и надводных преобразователей. Известен ряд приемов, способствующих стабилизации буйа и мачты при воздействии на них гидродинамических и аэродинамических факторов. Преимущественное распространение в конструкциях получили цилиндрические буи вертикального типа, имеющие увеличенную метацентрическую высоту и соответственно – повышенную остойчивость. Мачта крепится в верхней части буйа, выступая над поверхностью моря на требуемую высоту.

Для уменьшения периодических вертикальных смещений, обусловленных волнением, в нижней части буйа устанавливают демпфирующий элемент, например в виде горизонтальной площадки, создающей повышенное значение гидродинамического сопротивления при вертикальных движениях.

Самостоятельная стабилизация мачты в известных конструкциях, как правило, не применяется. Однако, при комплексных исследованиях, когда мачта содержит значительное количество дополнительных элементов, из-за воздействия ветра формируется кренящий момент сил. Мачта в таких условиях эксплуатации оказывается в наклонном положении, зависящем от скорости ветра, причем, с наложением осциллирующих вариаций этого наклона. А при совпадении собственной резонансной частоты конструкции с частотой вариаций вынуждающей силы амплитуда осцилляций наклона ("раскачка") становится полностью неприемлемой для задач проводимых исследований, формируя в получаемых результатах ложные вариации измеряемых характеристик.

В качестве примера рассмотрим систему, где применяется приотпленный цилиндрический буй вертикального типа с повышенным значением метацентрической высоты. Однако, в отличие от известных технических решений буй в горизонтальном сечении выполнен в виде кольца 1, через внутреннюю часть которого проведена мачта с системой ее стабилизации (рис. 1.4).

Система содержит набор карданных подвесов 3, 4 и 5, в которых установлены внутренние отрезки 6 мачты, соединенные между собой шарнирами 7, а также противовес 8. Подвес 3 является основным и стационарным, а подвесы 4 и 5 могут перемещаться по направляющим 9. Противовес 8 находится внутри полости 10, окруженной перфорированной стенкой 11, связывающей нижнюю и верхнюю части буйа.

При отклонении мачты от вертикального положения восстанавливающий момент сил действует со стороны противовеса 8 и передается мачте через шарнирные соединения 7. При этом карданные подвесы 4 и 5 благодаря подвижности в направляющих 9, не препятствуют свободным поворотам шарниров.

Места закрепления подвесов 4 и 5 на внутренних отрезках мачты определяют значение собственной резонансной частоты системы. Перед установкой буйковой станции эта частота задается с существенным смещением относительно ожидаемой частоты колебаний гидро- и аэродинамических воздействий, благодаря чему при эксплуатации не возникает резонансных качаний.

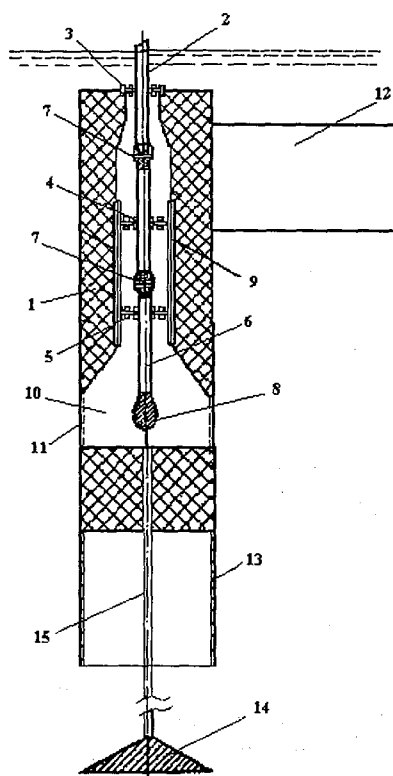


Рис. 1.4. Прибрежный буй с системой стабилизации положения мачты.

Дополнительно в конструкции буй применена стабилизация по основному потоку, обеспечиваемая плоскостным стабилизатором 12, установленным в верхней части.

Для уменьшения периодических вертикальных подвижек буй снабжен известными из других конструкций демпфирующими элементами: "юбкой" 13 в своей нижней части и балластным демпфером 14, связанным с основной частью буя жесткой штангой 15.

Буйковая станция с описанной системой стабилизации положения мачты в несколько упрощенном варианте использовалась при проведении экспериментов в прибрежных условиях. Полная длина мачты составляла 6 м. Верхушка мачты крепилась тросовыми оттяжками к крестовидной опоре, связанной с верхней частью буя. При эксплуатации в условиях тайфуна "Эллис" (скорость ветра до 30 м/с) отклонения мачты от вертикального положения не превышали 15°, при этом ее качания отсутствовали.

В выполненных на основе описанного буя последующих разработках несущих конструкций применена дополнительная система автоматического отслеживания мачты относительно вертикали, а также усовершенствована конструкция противовеса 8 с целью минимизации его гидродинамического сопротивления.

Кроме технических решений, позволяющих существенно улучшить стабилизацию мачты, разработан ряд оригинальных конструкций, где одновременно повышается качество стабилизации в пространстве как самого буя, так и связанной с ним мачты.

В конструкции, предложенной в работе [47], буй выполнен в виде традиционного цилиндрического корпуса 1 (рис. 1.5), обладающего положительной плавучестью и ориентированного осью OO' по нормали к среднему положению 2 поверхности моря. С нижней частью корпуса связана демпфирующая платформа 3. Эта связь выполнена, например, с помощью жестких штанг 4. Плоскость AA' максимального сечения платформы 3 задана ортогональной оси OO' .

Демпфирующая платформа 3 выполнена двояковогнутой, например, в виде двух полусфер 5 и 6, обращенных выпуклостями встречно по отношению друг к другу. Центральная часть платформы 3, образованной этими полусферами (в общем случае – поверхностями вращения), снабжена сквозным отверстием 7, ось которого задана совпадающей с осью цилиндрического корпуса 1. При этом,

поскольку отверстие 7 должно иметь фиксированные параметры, его наиболее целесообразно ограничить трубкой, выполненной из такого же материала, как и полусферы, и состыкованной своими торцами с этими полусферами.

В вариантах выполнения верхняя и нижняя поверхности платформы 3 могут соответствовать поверхностям вращения иным, чем сфера, например, гиперболоиду, параболоиду и т.д.

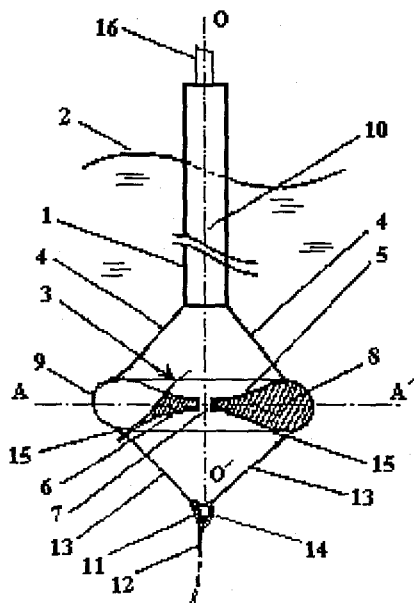


Рис. 1.5. Конструкция буя с двояковогнутой демпфирующей платформой.

Пространство 8 между полусферами 5 и 6 наиболее целесообразно заполнить сплошным материалом с плотностью, не меньшей чем плотность окружающей воды.

Края полусфер 5 и 6 по всей окружности платформы 3 сопряжены с круговым обтекателем 9. Форму обтекателя в его радиальном сечении наиболее целесообразно задать близкую к каплевидной. Такая форма, в частности, может быть образована за счет сопряжения с полусферами 5 и 6 только лишь лобовой части обтекателя 9, при этом

выпуклости полусфер должны быть разделены расстоянием по оси OO' существенно меньшим чем лобовое сечение обтекателя – в конечном счете это приводит к целесообразности выполнения полусфер касательными одна к другой в центральной зоне платформы 3. При описанном сопряжении обтекателя 9 и полусфер 5 и 6 внутреннее пространство 8 платформы 3 является общим для полусфер и обтекателя и заполняется одним и тем же материалом с плотностью, как уже отмечалось, не меньшей чем плотность окружающей воды. При этом сами полусферы 5 и 6 получаются неполными и могут составлять, например, "треть сферы" и т.д.

Платформа 3 размещена между центром плавучести 10, располагающимся в корпусе 1, и центром массы 11, искусственно смещенным по другую сторону платформы за счет дополнительной присоединенной массы. При использовании буй в составе заякоренной буйковой станции в качестве такой присоединенной массы выступает трос (кабель-трос) 12, связывающий буй с якорем. Присоединение выполнено с помощью дополнительных не менее трех отрезков троса 13 равной длины, скрепленных нижними концами с узлом крепления 14, а верхними концами закрепленных на окружности платформы 3 с равномерным распределением по этой окружности точек закрепления 15. Для установки навигационных элементов и приповерхностных измерительных преобразователей буй снабжен мачтой 16.

Рассмотренный буй функционирует следующим образом.

В условиях волнения на поверхности моря буй подвергается совокупному действию вертикальных и боковых нагрузок. Размах возможных перемещений буй вверх-вниз за счет волнения существенно ограничивается благодаря наличию демпфирующей платформы 3, обладающей повышенным гидродинамическим сопротивлением.

Периодические боковые нагрузки на буй возникают из-за волновых течений в воде. Это приводит к возбуждению угловых колебаний буй и мачты, период которых соответствует периоду воздействующих волн. Наличие "плоской" демпфирующей платформы, как в широко применяющихся технических решениях, описанных выше, может существенно увеличивать возможный размах этих колебаний. Причина в том, что нагрузки на такую платформу при вертикальных перемещениях оказываются неоднородными, приводя

к формированию случайных уклонов платформы относительно горизонтали и, соответственно, к дополнительным наклонам буя, в общем случае не совпадающим с наклонами от волновых течений. Подобная особенность может привести к формированию в результатах измерений "ложного" спектрального участка в малоизученной высокочастотной области.

В описываемом решении буя платформа 3 выполнена двояковогнутой и при движении буя вверх-вниз полусферы 5 и 6 выполняют роль "парашютов", при этом посредством отверстия 7 создается скоростная струя в воде, направленная по оси OO' и обеспечивающая, тем самым, стабилизацию положения этой оси в пространстве, а соответственно, угловую стабилизацию всего буя. Возможная неоднородность действия вертикальных нагрузок практически устраняется за счет используемой двояковогнутой формы платформы 3, а также за счет обеспечения "стекания" воды в отверстие 7. При этом при движении вверх "парашютными стропами" поверхности 5 являются штанги 4, поскольку действующая сила (сила плавучести) приложена к корпусу буя, а конкретнее – к центру плавучести 10, обычно расположенному в верхней части корпуса.

При движении вниз действует сила тяжести, преобладающая в данный промежуток времени над силой плавучести и приложенная к центру массы 11, который смещен существенно вниз. Наиболее целесообразно располагать этот центр, во-первых, на продолжении оси OO' , во-вторых, существенно ниже платформы 3. При закоренной установке буя такое расположение обеспечивается за счет присоединенной массы троса (кабель-троса) 12. При свободной установке (дрейфующий вариант), которая тоже может использоваться при наблюдениях, буй необходимо снабдить подвешенным на тросе грузом. И в том, и в другом случае соединение с бумом наиболее целесообразно выполнить с помощью дополнительных нижних "стропов" 13, обеспечив фиксацию положения центра массы на продолжении оси OO' .

Примененное сопряжение поверхностей вращения 5 и 6 с круговым обтекателем 9, обеспечивает снижение гидродинамического сопротивления платформы при воздействии на нее течений с преимущественно горизонтальным вектором скорости, т.е. дрейфовых и волновых течений. Соответственно, это приводит к снижению

боковых нагрузок на буй и к результирующему уменьшению угловой неустойчивости его положения.

Рассмотренное сопряжение поверхностей с обтекателем 9 целесообразно в "компактных" конструкциях буев, когда расстояние по оси OO' между поверхностями 5 и 6 задано существенно меньшим, чем максимальная толщина платформы 3. Однако, для глубоководных буев, где можно реализовать повышенное расстояние между центром плавучести и центром массы, в ряде случаев становится целесообразным значительное разнесение по оси OO' положения поверхностей 5 и 6, что создает конструктивные и технологические преимущества. В таком варианте сопряжение поверхностей с обтекателем мало целесообразно, поскольку может привести к повышению гидродинамического сопротивления (из-за повышенного лобового сечения). Более разумно размещение этого каплевидного обтекателя между разнесенными поверхностями 5 и 6 – это дает дополнительный стабилизирующий эффект.

В стабилизированном буге (рис. 1.6), предложенном в работе [48], основное внимание обращено на обеспечение стабильного положения мачты и, соответственно, ее нижней оконечности, к которой крепится трос (кабель-трос) станции.

Буй содержит цилиндрический корпус 1 с положительной плавучестью, ориентируемый осью OO' по нормали к среднему положению 2 поверхности водоема. Соосно с корпусом установлена мачта 3 с размещенными на ней измерительными и навигационными устройствами, например, 4 и 5. С нижней частью корпуса 1 связана демпфирующая платформа 6, ориентированная плоскостью максимального сечения AA' ортогонально по отношению к оси OO' . Платформа 6 связана с корпусом буя посредством дополнительных демпферов 7, выполненных, например, в виде цилиндрических пружин. Возможно выполнение демпферов также в варианте гидравлических систем, обладающих характеристикой, эквивалентной жесткости цилиндрической пружины. Эта жесткость связывается с массой буя и минимальным периодом отслеживаемых колебаний 8 поверхности водоема следующим образом.

Рассмотрим буй с демпфирующей платформой и пружинами как динамическую систему, имеющую массу m_8 , колеблющуюся на пружине с жесткостью W_0 и снабженную успокоителем с вязким

трением (механическим сопротивлением) R_δ , что соответствует классической эквивалентной схеме колебаний массы на упругой подвеске в вязкой среде.

Подобная система может быть описана линейным дифференциальным уравнением второго порядка

$$m_\delta \frac{d^2 Y(\tau)}{d\tau^2} + R_\delta \frac{dY(\tau)}{d\tau} + W_o [Y(\tau) - X(\tau)] = 0, \quad (1.1)$$

где $X(\tau)$ – сигнал на входе системы; $Y(\tau)$ – сигнал на выходе.

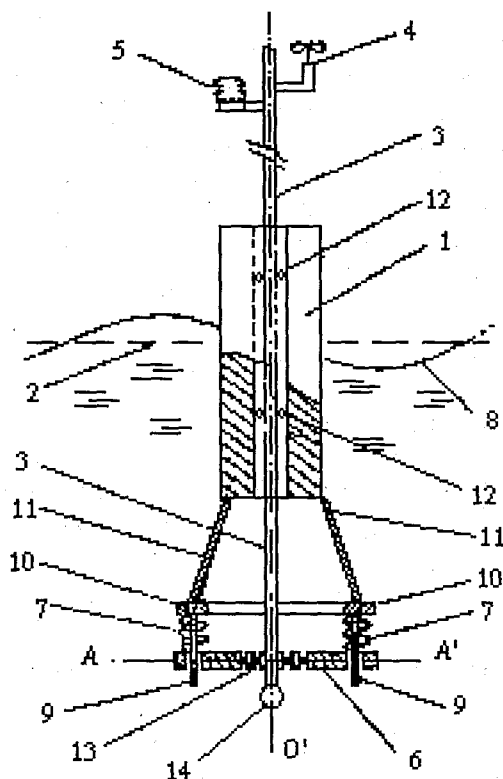


Рис. 1.6. Конструкция буя с пружинной демпфирующей платформой (усл. обозначения см. текст)

Амплитудно-частотная характеристика данной системы (АЧХ), получаемая путем решения уравнения (1.1), получается следующей:

$$|F(i\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2 m_\delta}{W_0}\right)^2 + \frac{\omega^2 R_\delta^2}{W_0^2}}}. \quad (1.2)$$

Круговая частота среза этой АЧХ приближенно может быть определена выражением

$$\omega_{\text{ср}} = \sqrt{\frac{W_0}{m_\delta}}. \quad (1.3)$$

Известно, что в динамических системах 2-го порядка могут возникать, в принципе, условия резонанса. Они обычно выявляются приравнением к нулю первой производной АЧХ по частоте. Однако для рассматриваемого буйа подобные условия маловероятны из-за большого механического сопротивления при вертикальных движениях ввиду наличия демпфирующей платформы б. Таким образом, условие, определяющее отсутствие резонанса

$$\frac{m_\delta}{W_0} \leq \frac{R_\delta^2}{2W_0^2}, \quad (1.4)$$

здесь будет всегда выполняться.

Пропускание системой колебательных вертикальных движений с коэффициентом, близким к единице, обеспечивается до частот порядка $(0,65 \dots 0,70) \omega_{\text{ср}}$ (система эквивалентна фильтру нижних частот). Буй, естественно, может использоваться для измерений внутренних волн с частотами, большими, чем $0,65 \omega_{\text{ср}}$. Поскольку

$\omega = \frac{2\pi}{\tau_b}$, то отсюда получается условие для жесткости пружин

$$W_0 = (8,2 \dots 9,5) \frac{\pi^2 m_\delta}{\tau_b^2}, \quad (1.5)$$

где τ_b — максимальный период задаваемого диапазона периодов волн.

Оценка затухания на срезе фильтра нижних частот, которому эквивалентна динамическая система буя, дает величину порядка 9–12 дБ/октаву. Увеличение затухания, которое, несомненно, полезно для поставленных задач измерений, обеспечивается путем выполнения дополнительного условия, связывающего параметры платформы 6 и демпферов 7

$$W_0 \leq 0,5 \frac{R_8^2}{m_8}, \quad (1.6)$$

где R_8 – гидродинамическое сопротивление платформы;

m_8 – полная масса всей конструкции буя, включая присоединенную массу;

W_0 – жесткость демпферов 7.

При этом наиболее целесообразно максимальное приближение к равенству.

Дополнительные демпферы 7 наиболее целесообразно размещать по окружности платформы 6 через одинаковые дуговые расстояния, например, четыре демпфера через 90°. Внутри пружин 7 необходимо установить направляющие 9, свободно перемещающиеся в соответствующих соосных с ними отверстиях платформы 6. Это позволяет устранить горизонтальные смещения этой платформы относительно оси ОО' при действии гидродинамических факторов.

Своей верхней частью демпферы 7 закреплены в жесткой кольцевой опоре 10, скрепленной набором штанг 11 с нижней частью корпуса буя.

Как следует из приведенного описания конструкции, здесь стабилизируется положение всей системы. Стабилизация обеспечивается как известными приемами (увеличенная метацентрическая высота, наличие демпфирующей платформы), так и специальными дополнительными приемами – применением нежесткого закрепления демпфирующей платформы.

Для ряда задач измерений необходима преимущественно стабилизация положения точки подвеса троса (кабель-троса). При этом обычно весьма целесообразны параллельные измерения колебаний поверхности моря, в частности, с помощью известных преобразователей струнного типа (например, [57]), которые должны закрепляться в фиксированном вертикальном положении. Для этого в опи-

сываемой конструкции мачта 3 устанавливается в корпусе буя в осевой цилиндрической прорези с возможностью перемещений вдоль оси OO' , например, с помощью группы подпружиненных подшипников 12. Своей нижней частью мачта 3 закрепляется на платформе 6. Это закрепление выполняется с помощью карданной системы 13, либо с использованием вместо этой системы стандартной шаровой опоры, что позволяет избежать деформаций места закрепления при нарушениях ортогональности плоскости AA' и оси OO' из-за неравномерного действия на платформу 6 и корпус буя гидродинамических факторов. Трос станции крепится к мачте через нижний рым 14.

Рассмотренная буйковая система может использоваться как в заякоренном, так и в дрейфующем вариантах.

1.5. Автоматические дрейфующие гидрометеорологические станции

Автоматические дрейфующие станции (иногда их называют – буи) предназначены для периодических измерений основных гидрометеорологических характеристик на дрейфующем льду и определения географических координат своего местоположения с передачей полученной информации через спутниковую систему сбора данных. Станции измеряют следующие характеристики: атмосферное давление, температуру и влажность воздуха, а также в отдельных случаях температуру льда, скорость и направление ветра. В настоящее время практически все приполярные страны имеют такие станции и используют их для выполнения измерений в центральном бассейне Северо-Ледовитого океана и окраинных арктических морях. Известны канадские станции-буи фирмы METEOCEAN, норвежские ARGOS, российские – ААНИИ.

Технология применения такой станции-буя предполагает ее установку в заданном месте на льду. В качестве средства доставки возможно использование ледоколов или самолетов. В последнем случае станция сбрасывается с парашютом. Впоследствии она осуществляет работу в автономном режиме с передачей получаемой информации в береговой центр сбора данных. В качестве системы связи во всех перечисленных конструкциях станций-буйев применена система ARGOS, базирующаяся на двух низкоорбитальных спут-

никах (ИСЗ) NOAA-12 и NOAA-14, находящихся на полярных солнечно-синхронных орбитах. Данная система также производит определение географических координат местоположения станции-буя с погрешностью до 500 м. Определения выполняются со спутника доплеровским методом. За сутки количество сеансов связи станции с двумя ИСЗ системы ARGOS в арктических регионах составляет примерно 15–20 и соответствующее количество точек определения координат для вычисления дрейфа.

В окраинных морях лед дрейфует с меньшей скоростью и по более сложным траекториям, поэтому погрешность измерения координат 500 м оказывается недостаточной. Для изучения тонкой структуры дрейфа льда здесь необходимо более точное определение координат. Для этого используется спутниковая система GPS-навигации, которая позволяет измерять географические координаты с погрешностью порядка 25–50 м. Станция, имеющая такие возможности, может использоваться в качестве прибрежной автоматической метеостанции третьего разряда.

Типичная станция-буй производит измерения гидрометеорологических характеристик с периодичностью 1 ч и многократно передает их по радио на ИСЗ системы ARGOS с цикличностью около 100 с. Необходимость многократной круглосуточной передачи данных вызвана невозможностью синхронизации работы станции-буя с появлением ИСЗ в зоне радиовидимости. Кроме того, для определения координат станции доплеровским методом спутник за один пролет в течение 10 мин должен осуществить 4–5-кратную связь с этой станцией, что требуется для расчета координат ее местоположения. Принятые данные запоминаются на борту спутника, а затем поступают потребителю двумя возможными путями. Первый путь — это прямая ретрансляция данных со спутника в режиме реального времени. В этом режиме прием данных осуществляется пользователем с помощью так называемой станции местного пользователя (LUT) с радиусом приема около 6000 км. В ААНИИ имеется такая станция, которая позволяет принимать данные станций-буйев, установленных в западной части Арктики (моря: Баренцево, Карское, часть моря Лаптевых и Центральный бассейн до полюса).

Второй путь — это получение данных по наземной сети GTS через Центры сбора данных, расположенные в г. Тулуза (Франция) и

г. Лендовер (США). В этом варианте район сбора данных не ограничен, но задержка получения информации составляет 1,5 ч и может достигать 3 ч, а стоимость средней платы за канал спутниковой связи по второму варианту удваивается.

Конструктивно станции-буи представляют собой закрытые контейнеры различного исполнения. Внутри контейнера располагаются электронные узлы и блоки, преобразователь атмосферного давления и радиомодем с антенной. Одна из модификаций такой станции-буя разработки и производства ААНИИ, предназначенная для установки на льду с борта судна, показана на рис. 1.7, а перечень измеряемых характеристик приведен в табл. 1.1.

Таблица 1.1

ПЕРЕЧЕНЬ ИЗМЕРЯЕМЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

№ п/п	Измеряемая характеристика	Диапазон измерения	Разрешающая способность	Погрешность измерения
1	Атмосферное давление, гПа	940...1060	0,03	0,5
2	Температура воздуха, °С	-50...+50	0,02	0,5
3	Влажность воздуха, %	10...100	0,5	3
4	Температура льда, °С	-50...+5	0,02	0,5
5	Скорость ветра V , м/с	1...40	1	5% от V
6	Направление ветра	0...360°	1°	5°
7	Координаты буя (измерение доплеровским методом)		100 м	500 м
8	Координаты буя GPS		5 м	25...50 м

Автоматическая дрейфующая станция – метеобуй ААНИИ (рис. 1.7) имеет цилиндрический герметичный корпус 1, внутри которого расположен электронный блок с микропроцессором и блоком памяти. Верхняя часть корпуса представляет собой радиопрозрачный колпак 2. Вся внутренняя полость корпуса плотно заполнена пенопластом, обеспечивающим теплоизоляцию и плавучесть при попадании буя в воду.

На крышке буя установлена 2-метровая мачта 3, на которой размещаются измерительные преобразователи. В верхней части мачты установлены преобразователи скорости и направления ветра 4 и 5, а под ними расположен солнцезащитный экран 6, внутри которого размещены преобразователи температуры и влажности воздуха. В качестве преобразователей температуры воздуха и льда используются полупроводниковые терморезисторы, для измерений

влажности используются пленочные емкостные преобразователи, для измерений характеристик ветра – чашечный анемометр и флюгер. Дно буя опирается на четыре радиальные спицы 7 длиной 1,5 м, которые придают устойчивость корпусу от опрокидывания ветром. Концы спиц прибиваются гвоздями к деревянным анкерам 8, вмо-
роженным в лед.

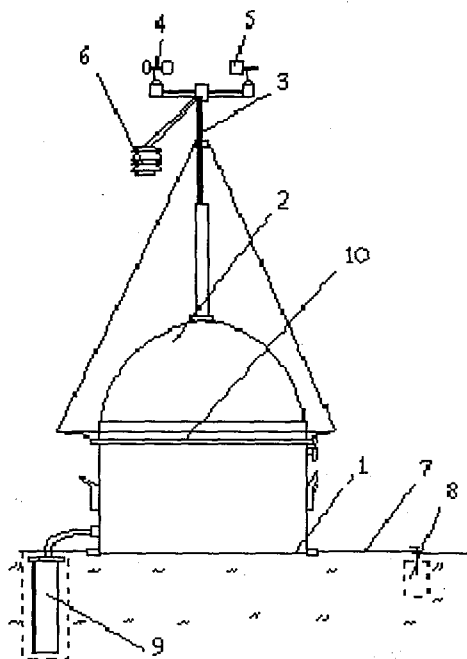


Рис. 1.7. Автоматическая дрейфующая станция – метеобуй ААНИИ.

Батареи питания расположены в отдельном герметичном контейнере 9, который подключается к бую кабелем в защитной металлической оболочке. Оболочка предохраняет кабель от механических повреждений. Контейнер с батареями для защиты от воздействия низких температур размещается подо льдом на глубине 0,7 м, где температура льда не опускается ниже -20°C .

Для защиты от белых медведей на буюх помещают электрошок 10 с источником высоковольтного напряжения – 12 кВ. Высокое

напряжение подается на провод, проходящий по всему периметру буя и отстоящий от верхней крышки на расстояние 15 см. Электро-разряд, который происходит при касании проводника, весьма болезненный, но безопасный для здоровья обслуживающего персонала ввиду малой мощности источника.

Питание буя осуществляется от блока сухих батарей типа PROCELL емкостью 200 А/ч напряжением 12 В, что обеспечивает автономность работы не менее 18 месяцев.

Вес буя с комплектом датчиков и контейнером блока питания составляет 45 кг.

Электронный блок буя выполнен на базе микроконтроллера PIC14000 с 8-канальным 16-разрядным АЦП и внутренней энерго-независимой памятью на 4 кбайт для хранения программы и градуировочных констант измерительных преобразователей. Это микроконтроллер нового поколения, построенный на так называемой RISK-архитектуре, отличающейся малым энергопотреблением и большим объемом функциональных возможностей. Процессорный блок осуществляет измерение выходных напряжений всех датчиков, их первичную обработку и формирование сообщений о результатах измерений для модема связи.

В настоящее время для передачи данных с буюв на ИСЗ используются сертифицированные модемы связи системы ARGOS различного типа. В качестве такого модема в основном применяется передатчик ST-5 (или ST-13) фирмы "Telonics". В нем постоянно хранится информация за два часовых сеанса измерений – текущий и предшествующий. В составе модема имеется микропроцессор, который обеспечивает формирование служебной части телеграммы (позывной сигнал, сигнал синхронизации и др.) и организует автоматический режим ее многократного повторения с цикличностью около 100 с, которая обновляется 1 раз в час. Передача данных на спутник связи осуществляется телеграммами объемом 256 бит на частоте 401,65 МГц со скоростью передачи 400 бит/с.

1.6. Автоматические береговые гидрометеорологические станции

Для выполнения стандартных метеорологических и гидрологических наблюдений в приполярных районах Арктики и в Антаркти-

ки широкое распространение нашли автоматические и полуавтоматические береговые станции со спутниковым каналом связи. Такие станции измеряют и передают по каналам связи данные, как правило, о следующих характеристиках: атмосферном давлении, температуре и влажности воздуха, температуре подстилающей поверхности, скорости и направлении ветра. Некоторые модели станций могут также дополнительно измерять: количество и интенсивность осадков (в твердой и смешанной фазах), высоту снежного покрова, метеорологическую видимость, характеристики солнечной радиации, температуру и соленость воды и колебания ее уровня в близлежащем водоеме.

Основными производителями таких станций являются компании HANDAR (США), METEOCEAN, Cambell (Канада) VAISALA (Финляндия) AANDERAA (Норвегия). На российских антарктических станциях в настоящее время широко применяется метеокомплекс проекта РМ-2000 совместной российско-финской разработки, построенный на базе системы МИЛОС-500 фирмы "VAISALA" и адаптированный к условиям Антарктики.

Адаптация предполагает учет климатических условий, дополнительные меры по защите от актов вандализма, возможность работы в необслуживаемом режиме с использованием спутниковых каналов связи. Станция прошла метеорологическую аттестацию и сертификацию в Госстандарте России.

Станция РМ-2000 предназначена для работы в труднодоступных регионах, в том числе в Арктике и Антарктике при наличии сетевого питания. Станция РМ-2000, дополненная спутниковым модемом связи системы ARGOS, может работать без обслуживания не менее 1 года. Результаты измерений со станции каждый час передаются через международную космическую систему ARGOS. После первичной обработки в приемном пункте данные доставляются потребителям в стандартном международном формате ВМО (код SYNOP) по действующей сети связи GTS.

Станция РМ-2000 включает в себя следующие основные компоненты:

- метеорологические и гидрологические измерительные преобразователи;
- центральный измерительно-процессорный блок;

- спутниковый модем связи;
- блок питания;
- мачта и система крепления станции;

Общая компоновка конструкции станции РМ-2000 показана на рис. 1.8, а ее основные метрологические характеристики приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

ОСНОВНЫЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РМ-2000

№ п/п	Измеряемый параметр	Диапазон измерения	Разрешающая способность	Погрешность измерения
1	Атмосферное давление, гПа	600...1060	0,03	±0,5
2	Температура воздуха, °С	-50...+50	0,02	±0,5
3	Влажность воздуха, %	10...100	0,5	±3
4	Температура почвы, °С	-50...+50	0,02	±0,5
5	Скорость ветра V , м/с	1...40	1	±5% от V
6	Направление ветра	0...360°	1°	±5°
7	Метеорологическая видимость, м	0...10 000	1	±5
8	Количество осадков, мм	0...1000	1	±3
9	Высота снежного покрова, мм	50...6000	10	±50
10	Суммарная солнечная радиация, Вт/м ²	10...1000	1%	±10%

В качестве измерительных преобразователей в станции данной конструкции применены:

- для измерений атмосферного давления – anerоид с тремя чувствительными элементами, показания которых независимо обрабатываются и в виде единого совокупного параметра давления вносятся в результат измерения станции;
- для измерений температуры – 100-омный платиновый терморезистор типа DPA21;
- для измерений относительной влажности воздуха – пленочный емкостный элемент;
- для измерений скорости ветра – трехчашечный анемометр типа WAA15A-3;

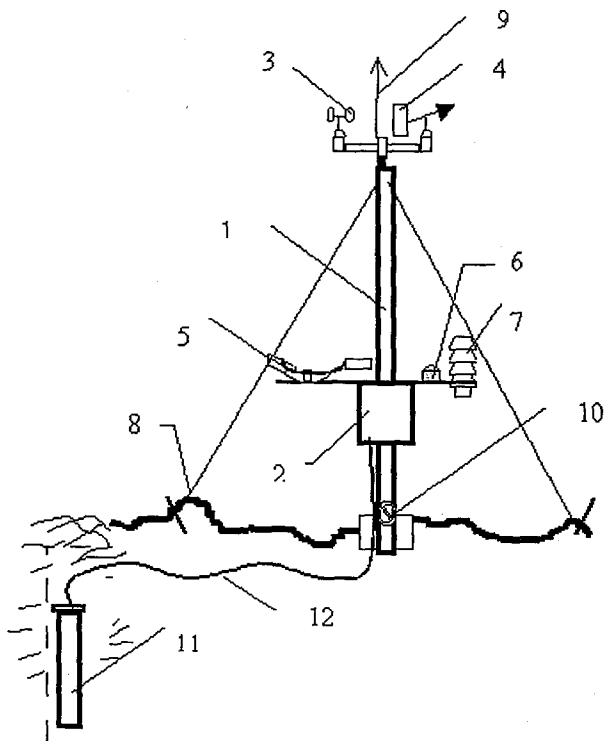


Рис. 1.8. Конструкция станции РМ-2000 (усл. обозначения см. текст).

- для измерений направления ветра – флюгер WAV15A с 6-разрядной оптической маской оптронного преобразователя угол-код – 4;
- для измерения метеорологической дальности видимости оптические инфракрасные нефелометры 5 рассеяния отраженного под углом 45° сигнала типа PWD11 или PWD21;
- для измерений солнечной радиации – актинометрические измерительные преобразователи 6 отечественного производства М85 или зарубежного – типа СМ6В с чувствительными элементами в виде термобатарей.

Чувствительные элементы влажности и температуры конструктивно объединены в преобразователе типа НМР 45D, подключенному кабелем к измерительно-процессорному блоку станции. Для предохранения от осадков и солнечной радиации преобразователь установлен внутри солнцезащиты жалюзийной конструкции 7, а для повышения репрезентативности измерений при отрицательных температурах воздуха предусмотрен подогрев подшипников датчиков ветра.

Для измерения количества и интенсивности осадков во всех фазах, характерных для полярных регионов, в станции РМ-2000 применен комбинированный метод совместного анализа и обработки сигналов, поступающих с оптического преобразователя и от емкостных площадных матриц. В качестве такой матрицы здесь использован емкостной детектор дождя типа DRD. В результате удается одновременно фиксировать количество осадков и определять их вид частиц снега или капель дождя в зоне оптического контроля и на матрице.

В качестве 10-метровой мачты 1 станции РМ-2000 может использоваться как конструкции финского производства DKP12, так и отечественные типа – М-82, снабженные тросовыми оттяжками 8. На самой верхней части мачты, устанавливают преобразователи скорости 3 и направления ветра 4 с громоотводом 9. Для размещения измерительно-процессорного блока служит специальный прочный приборный контейнер 2, располагаемый на высоте 2 м мачты 1. Внутри контейнера находится датчик атмосферного давления, а рядом снаружи остальные датчики.

Несущая часть мачты 1 устанавливается на шарнире 10 и имеется возможность ее наклонять для удобства установки и обслуживания преобразователей.

При использовании данной станции для автоматизации прибрежных сетевых наблюдений РМ-2000 дополняется гидрологическим модулем 11, предназначенным для измерения гидрологических характеристик в близлежащем водоеме. Этот модуль располагается в воде и соединяется с процессорным блоком станции специальным кабелем 12 длиной до 1000 м, как показано на рис. 1.4. Передача результатов измерений от этого модуля выполняется в интерфейсе RS-485. В состав модуля принципиально могут входить

три измерительных преобразователя: гидростатического давления (для измерений колебаний уровня воды), терморезистор – для измерений температуры воды и индуктивный преобразователь электрической проводимости воды, а также входит интерфейсная карта, обеспечивающая заданный протокол обмена этих преобразователей с измерительно-процессорным блоком станции. В этом случае обеспечиваются погрешности измерения по уровню ± 3 см, температуры воды $\pm 0,1^\circ\text{C}$ и соленость $\pm 0,05$ е.п.с. Такой состав оборудования станции обычно используется при морских прибрежных гидрометеорологических наблюдениях на наблюдательной сети и на акваториях морских портов.

Работа станции РМ-2000, как правило, осуществляется в полуавтоматическом режиме с периодичностью измерения всех параметров без участия оператора 1 раз в час. При этом выполняется следующая последовательность. Сначала за 10 мин до срока производится накопление импульсов от преобразователей скорости и направления ветра в течение последующих 10 мин происходит формирование средних значений характеристик ветра. Затем последовательно включаются на 2 с все остальные датчики, сигналы с которых преобразуются в центральном измерительно-процессорном блоке в цифровую форму. При этом вносятся поправки на величину атмосферного давления в показания гидростатического преобразователя уровня, а при судовых наблюдениях при расчетах скорости и направления истинного ветра учитываются собственная скорость и направление движения судна.

Полученная таким образом измерительная информация передается в компьютер, где она дополняется данными визуальных наблюдений оператора и далее в виде стандартной синоптической телеграммы в момент срока передается по каналам связи. При необходимости РМ-2000 может поддерживать автоматический режим работы без участия оператора. В этом случае полученные от станции результаты измерений без данных ручных наблюдений передаются по каналам связи, в том числе и спутниковым: *Inmarsat, Iridium*.

В тех случаях, когда в месте проведения метеорологических наблюдений нет возможности организовать электропитание станции от промышленной сети, представляется целесообразным использовать автоматические станции MAWS производства финской

компании VAISALA, рассчитанные на работу от аккумуляторных или солнечных батарей. Эти станции оснащены практически тем же набором метеорологических датчиков, что и РМ-2000, а также могут быть дополнены спутниковым модемом связи, например, типа ST-5.13 системы ARGOS и рассчитаны на автономную работу сроком до 14 месяцев. После первичной обработки в приемном пункте материалы наблюдений доставляются потребителям в стандартном международном формате ВМО (код SYNOP) по действующей сети связи GTS.

1.7. Подводные телеуправляемые исследовательские аппараты

Для изучения гидрологических условий в последнее время широкое распространение нашли подводные телеуправляемые аппараты (рис. 1.9). Эти аппараты представляют собой автономно функционирующие в подводных условиях устройства, электропитание и команды на которые подаются с поверхности. В свою очередь, по этому же кабелю на поверхность от аппарата передается подводное видео- (телеизображение) и телеметрическая информация. Различаются аппараты разного класса: обзорные, рабочие, мобильные, мини и т.п. Как правило, для исследовательских целей используют обзорные аппараты. Из отечественных к ним относятся аппараты "Дельта" и "Помор".

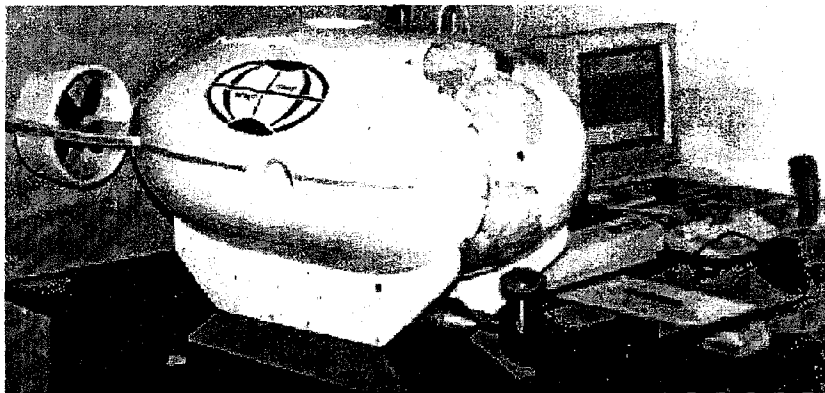


Рис. 1.9. Общий вид подводного телеуправляемого аппарата.

В качестве примера рассмотрим общее устройство и назначение аппарата “Помор”, который по сути представляет собой целый подводно-технический комплекс, включающий в себя самодвижущийся телеуправляемый необитаемый подводный аппарат, связанный кабелем с компьютерным постом управления, располагаемым на судне. Аппарат “Помор” снабжен системой двигателей в подводных условиях, состоящей из двух маршевых, одного лагового и вертикального маслозаполненных двигателей постоянного тока. На осях вращения этих двигателей располагаются гребные винты, придающих аппарату движение. Управление этим движением осуществляется путем изменения частоты и направления вращения этих двигателей по командам, поступающим с поста управления.

Подводный аппарат является носителем гидрофизических измерительных преобразователей, навигационных систем и инструмента и позволяет на чистой воде и в подледных условиях на глубинах до 300 м выполнять следующие работы:

- визуальный поиск, осмотр и видеодокументирование подводных объектов;
- визуальная дефектация и освидетельствование с замером электрохимического потенциала катодной защиты судов и морских сооружений, таких как: трубопроводы, кабельные линии связи, стационарные и плавучие буровые установки;
- отбор проб грунта и воды;
- захват и перемещение объектов под водой;
- наблюдение и контроль подводно-технических работ различного назначения;
- измерения гидрофизических характеристик воды, в том числе непосредственно в подледном слое,

Основные технические характеристики такого аппарата приведены в табл. 1.3.

Технология работы с аппаратом такого типа предполагает выполнение следующих операций. Размещение аппарата и поста управления на судне, обеспечивающего требования, изложенные в табл. 1.3, и доставка их к месту проведения подводно-технических работ. Спуск аппарата стрелой за борт судна и погружение его в воду с последующим включением маршевых и лаговых двигателей.

Таблица 1.3

Вес аппарата на воздухе	68 кг
Размеры, м:	1,15 л 0,6×0,5
Рабочая глубина	до 300 м
Маршевая скорость	до 3 узлов
Длина кабеля	500 м
Радиус действия на поверхности на глубине 300 м	450 м 70 м
Потребляемая мощность	2 кВт от сети 220 В 50 Гц
Общий вес комплекса	380 кг
Число обслуживающего персонала	2 человека
Видеосистема цветная: Видеокамера с углом обзора вращением в вертикальной плоскости разрешением	НПАСНІ VK 220E 90° ± 90° не хуже 400 линий
Мощность светильников	2×150 Вт
Захват-манипулятор геологических и биологических проб	массой до 1 кг
Измерительные преобразователи: Трехкомпонентный сонар Индукционный лаг Температуры Солености Глубины (гидростатический) Магнитометр(трехкомпонентный феррозонд)	150 кГц ± 10% -2...+30°C ± 0,1°C 5-38 ± 0,1 е.п.с. ± 0,5 м 1 экз.
Требования к судну: Лабораторное помещение для пульта управления Свободное помещение на палубе Стрела грузоподъемности Наличие электросиловой установки Навигационная система (GPS) с погрешностью опре- деления координат	Водоизмещение не ниже 30 т 2 6 м 2 4 м до 500 кг до 5 кВт ± 10 м

Для управления работой и движением аппарата под водой служит компьютерный пост, построенный на базе компьютера. Управление осуществляется оператором по мнемосхемам с индикацией на мониторе компьютера параметров его движения и результатов измерения гидрофизических характеристик. При этом возможно с помощью видеомагнитофона осуществлять документирование ви-

деоизображения с фиксированием параметров движения. Аппаратом с помощью бортового гидролокатора производится определение местоположения объекта выполнения работ, берется на него пеленг и начинается движение до его визуализации с помощью видеокамеры.

После прибытия аппарата в заданный район проводятся необходимые работы и их видеодокументирование. Затем аппарат возвращается к судну и стрелой поднимается на его борт.

Для полярной океанологии такого типа аппараты крайне перспективны при обследовании подводной части айсбергов, изучении воздействия стамух на морское дно, получении информации о рельефе и размерах любого рода ледовых образований, измерениях гидрофизических характеристик в приповерхностных слоях вод при наличии припайного и дрейфующего льда.

1.8. Гидролокационная и сейсмоакустическая съемка дна

Для получения качественной картины о состоянии морского или речного дна, а также информации о грунтах подстилающей донной поверхности в последние годы широкое распространение получила технология гидролокационной съемки и сейсмоакустического профилографирования дна открытых водоемов с борта судов. Суть данной технологии показана на рис. 1.10 и заключается в импульсном акустическом площадном зондировании дна с движущихся судов с последующей аналого-цифровой и компьютерной обработкой и анализом отраженных сигналов, несущих информацию о виде донной поверхности, находящихся на ней объектах, геологическом состоянии донных грунтов. Одновременно в процессе обработки вводятся навигационные данные о местоположении судна. В результате получают компьютерные изображения поверхностей и акустических профилей морского дна с привязкой к системе географических координат. Эти изображения в реальном масштабе времени могут отображаться на дисплее компьютера или заноситься в геоинформационный банк данных. В данное время для таких работ находят применение как стационарные судовые комплексы, так и буксируемые мобильные, пригодные для использования с малотоннажных судов. Во втором случае судно должно быть оборудовано буксировочной стрелой с канифас-блоком и при съемках на глу-

бинах свыше 100 м электрической лебедкой с 4-контактным токосъемником.

Как правило, такие комплексы включают в свой состав:

- буксируемую за судном или стационарную антенну гидролокатора бокового обзора,
- буксируемую за судном или стационарную антенну акустического профилографа,
- акустический приемо-передатчик,
- блок сопряжения с навигационным GPS-приемником,
- компьютерный процессор с дисплеем и накопителем,

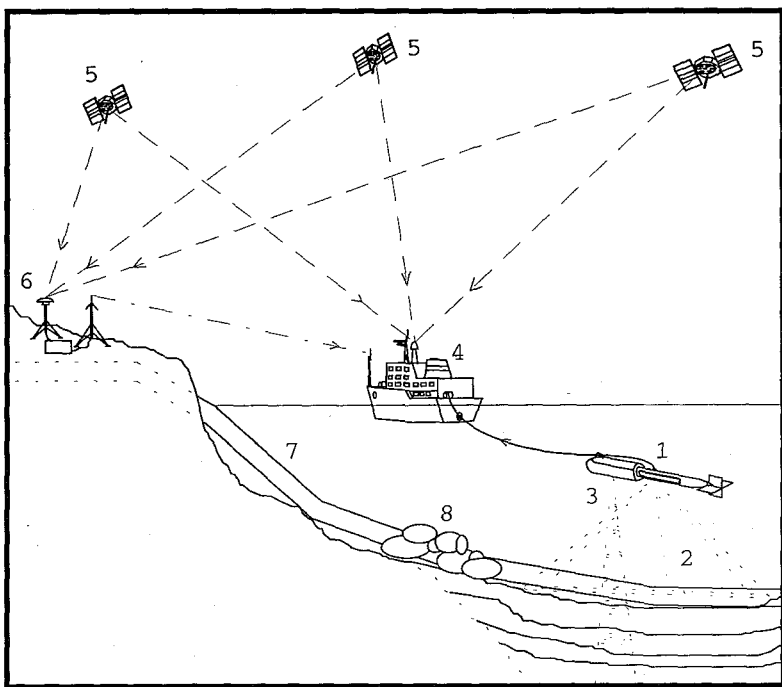


Рис. 1.10. Технология гидролокационной съемки и профилирования дна:

- 1 – буксируемая антенна, 2 – зона осмотра гидролокатора бокового обзора (500 кГц),
3 – форма зондирующего луча профилографа (3,5 кГц), 4 – буксирующее судно, 5 – спутники навигационной системы GPS, 6 – мобильная станция дифференциальной системы GPS,
7 – трубопровод, 8 – зона возможных нарушений трубопровода.

Диапазон рабочих частот гидролокационных комплексов – гидролокаторов бокового обзора лежит в пределах от 50 до 1200 кГц, а сейсмоакустических профилографов – от единиц до десятков килогерц. При этом более низкочастотные гидролокаторы бокового обзора при съемке морского дна обеспечивают более широкую полосу захвата, до нескольких километров, но с меньшим разрешением наблюдаемых объектов, величина линейных размеров которых не превышает 20–50 см. Для достижения разрешающей способности до 5 см следует ориентироваться на более высокочастотные 500–1200 кГц системы с полосой захвата не более 10 м. У сеймопрофилографов аналогично: более низкочастотные системы обеспечивают максимальное проникновение акустического сигнала в донный грунт, вплоть до 50 м, но малое разрешение, а высокочастотные – наоборот.

Подобного рода гидролокационные и сейсмоакустические комплексы могут использоваться для решения следующих задач:

- обследование морского дна при инженерно-изыскательских работах в местах строительства или эксплуатации гидротехнических сооружений, таких как: пирсы, портовые терминалы, морские буровые установки и платформы, подводные нефтепроводы или газопроводы;
- проведение гидрографических промеров с целью оценки рельефа дна и определения вида подстилающих донных пород;
- ведение геологической съемки при изыскательских и картографических работах;
- поиск и обнаружения различного рода подводных объектов: затонувших судов, самолетов, торпед и других отдельных предметов, для организации аварийно-спасательных работ или в интересах морской археологии;
- обследование различного рода протяженных гидротехнических сооружений: нефте- и газопроводов с целью определения их состояния и обнаружения возможных дефектов;
- исследования состояния морского дна для определения на нем следов стамух или оценки величины скорости течений.

В качестве примера в табл. 1.4 приведены технические и эксплуатационные характеристики комплекса Model 530 для гидролокационной и сейсмоакустического профилографирования дна американской фирмы KLEIN.

Таблица 1.4

<i>Гидролокатор бокового обзора</i>	
Частота зондирующих сигналов, кГц	500
Ширина полосы обзора, м	2 × 50
Размер элемента изображения, см	10
Длина буксируемой антенны, см	1219
Вес (в воде), кг	1,9
<i>Акустический подповерхностный профилограф</i>	
Частота зондирующих сигналов, кГц	3,5
Вес (в воде), кг	45

Эксплуатационные характеристики	
Рабочая скорость буксировки, уз	1,0–3,5
Рабочая глубина, м	20–1000
Общий вес (без кабеля и лебедки), кг	260
Потребляемая мощность	1400 Вт от сети 220 В 50 Гц
Обслуживающий персонал, чел.	2
Навигация	GPS в стандартном режиме
Обработка	цифровая в реальном масштабе времени на борту судна

В результате работы данного комплекса аппаратуры обеспечивается получение результатов съемок в следующих формах представления:

- мозаика всех снятых эхограмм (изображений морского дна) с нанесенной географической сеткой;
- изображение полосы обзора морского дна совмещенное с данными подповерхностного профилографа с координатными метками;
- изометрическое представление подповерхностных профилей в истинных географических координатах.

Глава 2. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТЕРМОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ В МНОГОСЛОЙНЫХ СРЕДАХ

2.1. Особенности измерений температуры в многослойной среде воздух–снег–лед–вода

Характерная для акваторий, покрытых льдом, многослойная среда воздух–снег–лед–вода является как объект измерений весьма непростой. Действительно, решение различного рода термодинамических задач требует информации о вертикальном распределении температуры во всех средах и на границах их раздела. При этом среды принципиально различаются по характеристикам, важным в измерительных задачах – плотностью, теплофизическими (теплоемкость, теплопроводность) и электрофизическими (проводимость, диэлектрическая проницаемость) свойствами и т.д. Ввиду этого трудно рассчитывать на использование во всех средах одних и тех же конструкций первичных измерительных преобразователей (ИП).

Действительно, обеспечение высокого качества измерений в воздухе требует, во-первых, аспирации ИП, причем наиболее целесообразно – искусственной, а во-вторых, защиты от солнечной радиации. При этом, по сравнению с типичными измерениями в воздухе измерения вблизи снежного покрова требуют дополнительной защиты ИП снизу – от отраженной солнечной радиации, это обусловлено повышенными значениями альбедо у снега. При этом целесообразно применение малоинерционных ИП ввиду сравнительно быстрой изменчивости температуры вблизи снежного покрова.

Измерения в снежном покрове имеют свои особенности. Поскольку снег пористый, то здесь мало целесообразны миниатюрные ИП, поскольку они могут оказаться вне контакта со снегом, например, если попадают во внутреннюю воздушную полость. Тем самым, для снега представляют интерес конструкции ИП с большой поверхностью, которая гарантирует надежность контакта и, соответственно, обмена теплом между чувствительным элементом (ЧЭ) преобразователя и исследуемой средой – снегом. Одновременно для ряда задач необходима малая инерционность подобных ИП. Выполнение столь противоречивых условий является не очень простым, но тем не менее, реально, например, при использовании вибротронных термопреобразователей (см. п. 2.4), где в качестве ЧЭ выступает внешняя оболочка конструкции ИП.

Измерения в снежном покрове имеют специфическую особенность. Покров непостоянен, и находящиеся в нем измерительные преобразователи могут периодически оказываться в воздушной среде. Здесь либо необходим контроль за положением ИП, чтобы отсеивать “воздушные” данные, либо необходима такая же защита от солнечной радиации, как и в типично воздушных ИП. Обеспечение второго варианта является весьма проблематичным.

Измерения вертикальных профилей температуры во льду производится двумя основными приемами:

- вмораживанием в нарастающий лед цепочки локальных ИП, распределенных по фиксированным горизонтам (уровням);
- установкой штанги с локальными ИП в сквозную лунку во льду с прижимом ИП к стенке лунки.

Использование первого варианта, естественно, является очень удачным при возможности обеспечивать вмораживание с начала процесса льдообразования. Но в реальных условиях это обычно возможно лишь на акваториях с незначительной динамикой и вблизи берега.

Второй вариант более распространен. Но он реализуется лишь при установившемся ледяном покрове, поскольку требует выхода на лед с соответствующим соблюдением техники безопасности. Особенностью этого приема является необходимость заполнения лунки снегом, либо другим плохо проводящим тепло материалом, после установки штанги.

Существует также некоторый промежуточный вариант – вмораживание ИП в сквозную лунку. Его недостаток в том, что структура и, соответственно, теплофизические свойства вновь образующегося льда в лунке отличны от окружающего ледяного покрова и регистрируемый температурный профиль оказывается искаженным. Хотя экспериментальные оценки таких искажений, по имеющимся данным, не производились.

Поскольку при длительных измерениях в снеге и льду могут возникать процессы таяния, то конструкции применяемых ИП должны быть герметичными.

Кроме рассмотренных особенностей, важнейшую роль при постановке автоматических измерений обычно играют перемещения границ раздела сред, что обуславливает очевидную трудность “при-

вязки” данных к конкретным горизонтам (уровням) в каждой из сред. Наиболее подвижной является граница снег–воздух, наиболее стабильной – верхняя поверхность ледяного покрова. Обычно именно к этой поверхности целесообразна “привязка” всех распределенных по вертикали данных.

Несомненно, при этом представляет большой интерес специальный контроль положения границ раздела, в частности, для того, чтобы знать, какой именно среде принадлежат получаемые с конкретного ИП данные. Наиболее естественен контроль по плотности, поскольку именно в этом наиболее сильно проявляются различия. Однако, автоматизация измерений плотности таких сред – это чрезвычайно трудная задача и по известным литературным данным она не является полностью решенной. Использование различий иных, например электрофизических, свойств сред для контроля положения границ не рассматривалось. По-видимому, единственным по-настоящему реальным средством контроля в настоящее время является дополнительное к измерениям температуры определение толщины льда (например, п. 6.1), а тем самым – положения нижней поверхности лед–вода относительно “базовой” верхней поверхности.

2.2. Методы специальных термоградиентных измерений в многослойных средах

При экспериментальном изучении тепловых потоков в многослойных средах часто необходимы не сами абсолютные значения температуры, а значения первой и второй производных изменчивости температуры по вертикали. Вычисление производных обычно производится по результатам прямых измерений температуры на отдельных уровнях (горизонтах). Подобное сочетание измерений с вычислениями относится, как известно, к так называемым *косвенным измерениям*. Погрешности таких измерений существенно возрастают с уменьшением значений вычисляемых производных.

Действительно, если, например,

$$\frac{\partial t(z)}{\partial z} \equiv \frac{N}{\Delta z} = \frac{t_1 - t_2}{\Delta z}, \quad (2.1)$$

то при некоррелированных t_1 и t_2

$$\sigma_N = \sqrt{\left(\frac{\partial N}{\partial t_1} \sigma_{t_1}\right)^2 + \left(\frac{\partial N}{\partial t_2} \sigma_{t_2}\right)^2}, \quad (2.2)$$

где σ_N , σ_{t_1} и σ_{t_2} – случайные погрешности величин N , t_1 и t_2 , выраженные в абсолютной форме.

Относительная погрешность

$$\Delta_N = \frac{\sigma_N}{N} = \Delta_t \frac{\sqrt{t_1^2 + t_2^2}}{t_1 - t_2}, \quad (2.3)$$

где $\Delta_{t_1} = \frac{\sigma_{t_1}}{t_1} = \Delta_{t_2} = \frac{\sigma_{t_2}}{t_2} = \Delta_t$,

т.е. для подобной ситуации наблюдается возрастание Δ_N по сравнению с Δ_t , причем оно обратно пропорционально разности $(t_1 - t_2)$.

Еще большее значение приобретает этот фактор при вычислении вторых разностей, т.е. при определении косвенным путем величины $\frac{\partial^2 t(z)}{\partial z^2}$. Если $N = t_1 - 2t_2 + t_3$, то

$$\Delta_N = \Delta_t \left[\frac{\sqrt{t_1^2 + 4t_2^2 + t_3^2}}{(t_1 - t_2) - (t_2 - t_3)} \right]. \quad (2.4)$$

Здесь возрастание погрешности пропорционально разности разностей значений температуры, которая существенно меньше, чем отдельные разности.

2.2.1. Прямые методы измерений температурных градиентов

Рассмотренные особенности приводят к целесообразности специальных методов измерений производных, в частности с использованием преобразователей на основе термопар (многоэлементных термопар). Перспективность термопар преимущественно обусловлена сравнительно малыми вертикальными размерами высокоградиентных слоев, например, типа “снег–лед–подледный слой воды”, а значит достаточно простой технической реализуемостью преобразователей.

Термобатарейные преобразователи, обеспечивая выходной сигнал, пропорциональный разности значений температуры двух спаев (наборов спаев), в задачах измерения первой производной изменчивости температуры по вертикали как бы "растягиваются" по длине. При этом каждая элементарная термопара состоит из трех отрезков проводов (рис. 2.1, а), спаянных между собой на уровнях z_1 и z_2 , причем отрезки 1 и 2 являются однотипными, например медными, и отрезок 3, выполненный, например, из копеля, образует с ними элементарные термоспаи 4 и 5. Чувствительность такого устройства, естественно, оказывается весьма невысокой (50–60 мкВ/К). Однако, при малых $\Delta z = z_1 - z_2$ нет каких-либо принципиальных препятствий для увеличения количества спаев на уровнях z_1 и z_2 с соответствующим возрастанием чувствительности (рис. 2.1, б).

В этих схемах истинное значение производной $\frac{\partial T(z, \tau)}{\partial z}$ заменяется конечно-разностной аппроксимацией вида

$$\frac{\partial T(z, \tau)}{\partial z} \approx - \frac{[T(z_1) - T(z_2)]}{\Delta z} \quad (2.5)$$

Несомненно, при этом возникает ошибка аппроксимации, пропорциональная Δz и величине остаточного члена разложения функции $\frac{\partial T(z, \tau)}{\partial z}$ в ряд. Можно уменьшить эту ошибку, используя, кроме первого, второй член разложения. При этом становится необходимым располагать спаи термобатареи на четырех уровнях. Выражение для производной в таком случае будет следующим:

$$\left. \frac{\partial T(z, \tau)}{\partial z} \right|_{z=z_i} = - \frac{1}{12h} [T(z_{i-2}) - 8T(z_{i-1}) + 8T(z_{i+1}) - T(z_{i+2})], \quad (2.6)$$

где $h = z_{i-1} - z_{i-2} = z_i - z_{i-1}$ и т.д.

Техническая реализация такой аппроксимации показана на рис. 2.1, в. Элементарные термоспаи расположены на уровнях z_1 , z_2 , z_3 и z_4 при задаче определения градиента на уровне z_3 . Включение термоспаев выполнено таким образом, что суммирование контактных ЭДС приводит к выражению

$$\sum E = E_1 - 8E_2 + 8E_3 - E_4, \quad (2.7)$$

что соответствует сущности аппроксимации и тем самым обеспечивает получение сигнала на выходе, однозначно связанного с более точным значением первой производной.

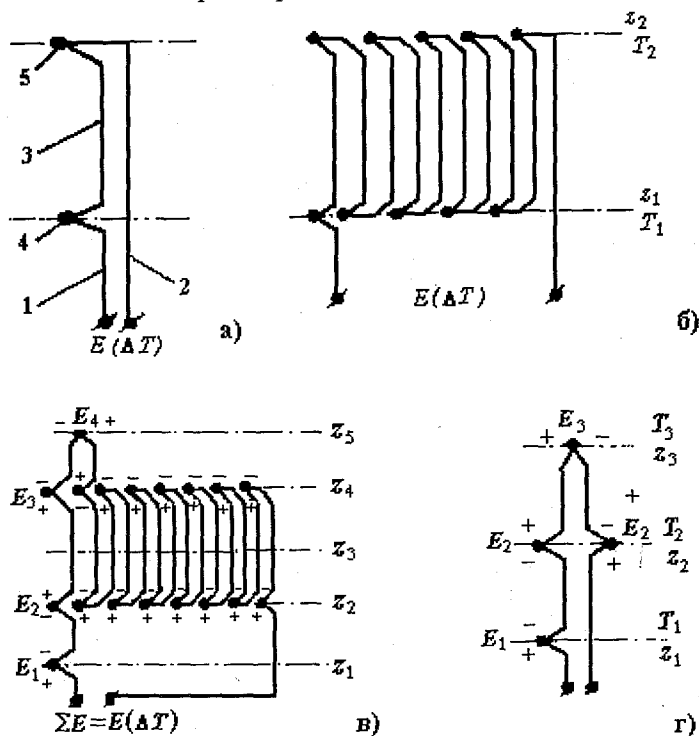


Рис. 2.1. Схемы расположения преобразователей при градиентных измерениях (усл. обозначения см. текст).

В типичном случае косвенных определений второй производной изменчивости температуры по вертикали $\frac{\partial^2 T(z, \tau)}{\partial z^2}$ производят отдельные измерения температуры на трех уровнях z_1 , z_2 и z_3 , а затем последовательно вычисляют разности

$$\begin{aligned}\Delta T_1 &= [T(z_1) - T(z_2)] \\ \Delta T_2 &= [T(z_2) - T(z_3)] \\ \Delta(\Delta T) &= \Delta T_1 - \Delta T_2,\end{aligned}\quad (2.8)$$

соотнося их к соответствующим разностям уровней. Как рассматривалось выше, относительная погрешность определения в таком варианте еще больше, чем при определении первой производной.

Использование термобатарейных преобразователей позволяет производить непосредственные измерения $\Delta(\Delta T)$, например, с помощью схемы, показанной на рис. 2.1, г. Последовательное суммирование отдельных ЭДС термоспаев в этой схеме приводит к выражению

$$\begin{aligned}\sum E &= E_1(T_1) - E_2(T_2) + E_3(T_3) - E_2(T_2) = [E_1(T_1) - E_2(T_2)] - \\ &- [E_2(T_2) - E_3(T_3)] = E(\Delta T_1) - E(\Delta T_2) = E[\Delta(\Delta T)]\end{aligned}\quad (2.9)$$

Таким образом, выходной сигнал преобразователя оказывается пропорциональным непосредственно $\Delta(\Delta T)$. Достижение требуемой чувствительности преобразования возможно, как и ранее, последовательным включением N -го числа подобных элементарных схем.

Эта схема представляет собой не что иное, как техническую реализацию конечно-разностной аппроксимации второй производной

$$\left. \frac{\partial^2 T(z, \tau)}{\partial z^2} \right|_{z=z_2} \approx -\frac{1}{\Delta z^2} [T(z_1) - 2T(z_2) + T(z_3)], \quad (2.10)$$

где $\Delta z = z_2 - z_1 = z_3 - z_2$.

Значительно более точная аппроксимация обеспечивается при использовании значений функции $T(z)$ в пяти равноотстоящих точках:

$$\left. \frac{\partial^2 T(z, \tau)}{\partial z^2} \right|_{z=z_2} \approx -\frac{1}{3\Delta z^2} \left[T(z_1) - 16T(z_{1,5}) + 30T(z_2) - \right. \\ \left. - 16T(z_{2,5}) + T(z_3) \right], \quad (2.11)$$

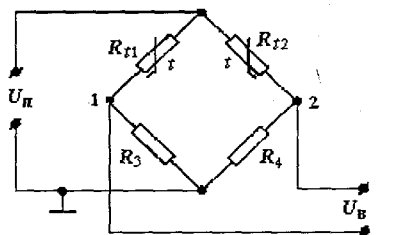
где $z_{1,5} = 0,5(z_1 + z_2)$ и $z_{2,5} = 0,5(z_2 + z_3)$ — промежуточные уровни между уровнями z_1 , z_2 и z_3 , а Δz по-прежнему равно $z_2 - z_1 = z_3 - z_2$.

Техническая реализация такой аппроксимации также оказывается вполне осуществимой, хотя элементарная ячейка в этом случае требует значительно большего количества термоспаев (64 шт.). Схема их последовательного соединения по номерам уровней сле-

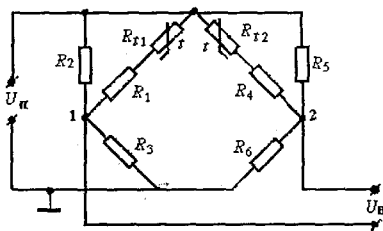
дующая: 1, 2, 3, 4, 5, 4, 3, 2, 3, 4, 3, 2, 3, 4, 3, 2, ..., 3, 4, 3, 2. Здесь номера 1, 2, 3, 4, 5 соответствуют уровням z_1 , $z_{1,5}$, z_2 , $z_{2,5}$ и z_3 (схема реализации не приводится ввиду ее слишком большого объема).

В задачах прямых измерений первой и второй производных изменчивости температуры по вертикали возможно также использование полупроводниковых терморезисторов (ПТТР) в качестве первичных ИП. При измерениях первой производной ПТТР включаются в смежные плечи мостовой схемы (рис. 2.2, а), причем ИП на основе этих терморезисторов R_{t1} и R_{t2} должны обладать одинаковыми постоянными времени, в противном случае возможны искажения результатов, связанные с различным восприятием одного и того же термодинамического процесса.

Для коррекции различий характеристик, применяемых ПТТР, стандартная схема моста несколько видоизменяется (рис. 2.2, б). Для подстройки чувствительности плеч моста здесь использованы постоянные резисторы R_1 и R_4 , остальные – для обеспечения линейности преобразования и баланса схемы при разбросе характеристик ПТТР.



а)



б)

Рис. 2.2. Мостовая схема ИП для измерений первой производной изменчивости температуры по вертикали.

Принципы расчета мостовых схем приведенного вида рассмотрены в работе [57].

При измерениях второй производной схема ИП на основе ППТР (либо ПТР) содержит четыре терморезистора, расположенные на уровнях 1, 2 и 3 (рис. 2.3) и соединенные в варианте мостовой схемы с напряжением питания U_n и выходным напряжением U_b . Здесь следует отметить, что применение двух одинаковых и последовательно соединенных R_{t2} на уровне 2 технологически более оправдано, чем применение одного терморезистора удвоенного номинала.

Если в качестве R_{t1} , R_{t2} и R_{t3} используются идентичные проволочные терморезисторы (ПТР), то при $R_4 = R_5 = R$ выражение для U_b получается следующим:

$$U_b = \frac{U_n R R_t (T_0) \alpha (T_n - 2T_c + T_b)}{[2R_t (T_0) + R]^2 \left[1 + \frac{R_t (T_0) \alpha (T_n + T_b - 2T_0)}{2R_t (T_0) + R} \right] \left[1 + \frac{2R_t (T_0) \alpha (T_c - T_0)}{2R_t (T_0) + R} \right]} \quad (2.12)$$

Поскольку $\alpha \approx 0,004 \text{ K}^{-1}$, то при отклонениях значений температуры на нижнем (T_n), среднем (T_c) и верхнем (T_b) уровнях от базовой температуры T_0 , не превышающих 1...2 K, можно считать, что

$$\begin{aligned} \frac{R_t (T_0) \alpha (T_n + T_b - 2T_0)}{2R_t (T_0) + R} &<< 1; \\ \frac{2R_t (T_0) \alpha (T_c - T_0)}{2R_t (T_0) + R} &<< 1. \end{aligned} \quad (2.13)$$

В таком случае

$$U_b = \frac{U_n R R_t (T_0) \alpha}{[2R_t (T_0) + R]^2} (T_n - 2T_c + T_b), \quad (2.14)$$

что полностью соответствует конечно-разностной аппроксимации второй производной.

При использовании ППТР целесообразна отдельная линейризация потенциалов ϕ_1 и ϕ_2 с получением характеристик вида

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \phi_0 [1 + 2\beta (T_c - T_0)] \\ \phi_2 &= \phi_0 [1 + 2\beta (T_n + T_b - 2T_0)] \end{aligned} \quad (2.15)$$

где β – постоянный коэффициент.

Такого вида характеристики можно получить, преобразовав исходные зависимости в кривые с перегибом в середине диапазона измерений [57], путем выполнения условий

$$R_4 = R_5 = \frac{2(B - 2T_0)}{B + 2T_0} R_t(T_0). \quad (2.16)$$

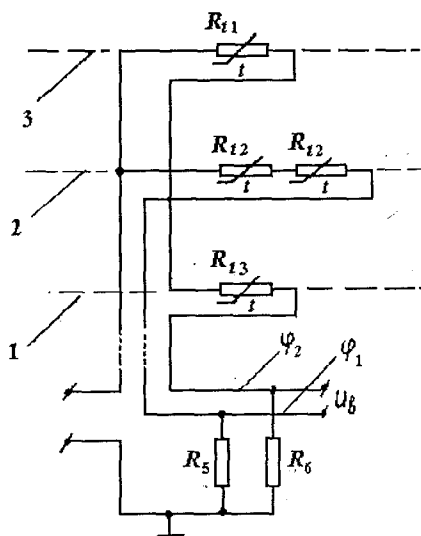


Рис. 2.3. ИП на основе ППТР для измерений второй производной изменчивости температуры по вертикали.

При этом обеспечивается требуемая функция преобразования всей схемы

$$U_b = -\varphi_0 \beta (T_n - 2T_c + T_a). \quad (2.17)$$

Сравнивая прямые градиентные методы, основанные на применении термобатарей и терморезисторов, нельзя не отметить преимущества термобатарей. Действительно, конечные выражения, определяющие в ИП с терморезисторами пропорциональность выходного сигнала второй производной, в том либо ином виде опираются на условия, включающие некоторую “базовую” температуру, T_0 относительно которой, собственно, и формируется выходной

сигнал. Эта температура может быть задана в середине полного возможного диапазона измерений. Это дает определенную универсальность ИП, но практически сводит “на нет” все преимущества используемых дифференциальных вариантов схем, поскольку реальный диапазон измерений остается полным, а примененные схемы лишь как бы заменяют вычисления разностей измеренных абсолютных значений температуры. Если же температура T_0 задается вблизи T_c (либо T_n , либо T_b) для каждого условия измерений (подстраивается под эти значения), то здесь полностью проявляются выгоды прямых измерений, но, к сожалению, исчезает универсальность и возникает необходимость подстройки.

При использовании термобатарейных преобразователей необходимость подстройки отсутствует – такую подстройку обеспечивает сам принцип преобразования, заключающийся в пропорциональности выходного сигнала разности температур элементарных групп термоспаев.

2.2.2. Конструктивные особенности термоградиентных измерительных устройств

Требование репрезентативности получаемых данных, общее для всех океанологических измерительных устройств, приводит, в первую очередь, к необходимости обеспечения в конструкциях термоградиентных измерителей надежного контакта первичных преобразователей температуры со льдом, и, во-вторых, устранения каких-либо неестественных (внесенных применяемой методикой) потоков тепла по льду. Кроме того, высокая вероятность попадания первичных преобразователей в воду (даже при измерениях в несквозных лунках) заставляет герметизировать преобразователи, чтобы избежать шунтирования электрических цепей. Все эти два условия приводят к необходимости создания специальных конструкций измерительных устройств.

В качестве примера рассмотрим конструкцию термоградиентной установки, разработанной в РГГМУ (рис. 2.4, а). Во льду 1 высверливается несквозная лунка 2, в которой устанавливается штанга с набором первичных преобразователей (ПИП). Штанга выполнена в виде набора отдельных секций А, герметично состыкованных между собой. Корпус 3 штанги изготовлен из винипласта. Все ПИП

штанги прижимаются к поверхности лунки с помощью клина 4. В верхней части установлена коммуникационная секция 5, где реализуется режим измерений (прямые измерения температуры, прямые измерения градиентов и т.д.). Выходы измерительных каналов подсоединены к кабелю через герметичный разъем 6. Нижняя часть штанги содержит герметичную заглушку 7.

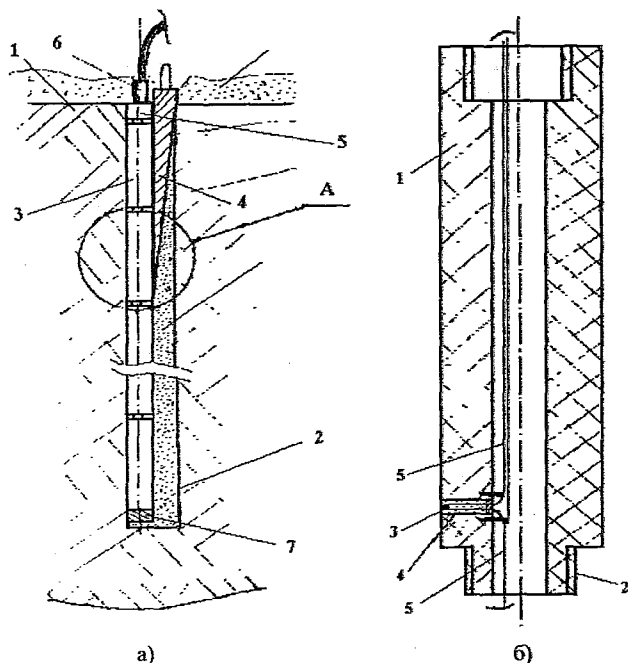


Рис. 2.4. Конструкция термоградиентной установки для измерений во льду (усл. обозначения см. текст).

Во избежание неконтролируемых потоков тепла по вертикали внутренняя полость лунки после установки штанги заполняется снегом.

На рис. 2.4, б показана в увеличенном масштабе конструкция отдельной секции А. Корпус 1 каждой секции трубчатый. Соединения между секциями обеспечиваются с помощью стыковочных наконечников 2. В стенку секции вставлен цилиндрический стаканчик 3, в котором размещен первичный преобразователь 4. Выводы 5

ПИП проложены внутри полости и подсоединены к коммуникационной секции штанги.

Конструкция первичного преобразователя, примененная в установке, повторяет конструкции ПИП для измерений в воде.

Стаканчик 3 выполнен из металла (никель), заполнен маслом и герметично закрыт пробкой, через которую выведены провода от ПИП. Герметичное соединение стаканчика с корпусом секции обеспечивается за счет специального клея (металл-пластик). При изготовлении стаканчик устанавливается так, чтобы его торцовая поверхность совпадала с поверхностью секции. Диаметр стаканчика составляет 1 мм. Для его изготовления используется специальная технология.

Кроме возможностей работы в лунках, конструкция термоградиентной установки позволяет выполнять измерения при ее вмораживании в лед.

Вмораживание ПИП и наборов ПИП в лед применялось во многих экспериментах. Однако, простое вмораживание (без защиты ПИП) чревато опасностью повреждений ПИП при деформационных процессах в ледяном покрове. Поэтому специальные конструкции установок (например, типа рассмотренной выше) намного предпочтительнее.

2.3. Использование термодиодных и термотранзисторных преобразователей для измерений в многослойных средах

Использование серийных диодов и транзисторов в качестве преобразователей температуры (термодиодов ТД и термотранзисторов ТТ) обусловлено высокой термочувствительностью их характеристик. Эта чувствительность (например, выраженная в виде коэффициента преобразования) сравнима с чувствительностью полупроводниковых терморезисторов (ППТР), а доступность ТД и ТТ по сравнению с ППТР существенно выше. При этом также весьма привлекательна сравнительная простота реализуемых на основе термодиодов и термотранзисторов измерительных устройств, особенно в сочетании с современными АЦП. Эти особенности позволяют считать ТД и ТТ достаточно перспективными для решения экспериментальных термометрических задач в многослойных средах.

Термодиоды и термотранзисторы могут использоваться как при прямом, так и при обратном смещении (рис. 2.5).

При прямом смещении в режиме заданного тока через переход ($I_{пр} = \text{const}$) падение напряжения на нем (U_{p-n}) является функцией температуры. Температурный коэффициент величины U_{p-n} составляет $\approx 2,0$ мВ/К и практически постоянен в широком температурном диапазоне. Изменчивость ΔU_{p-n} легко выделяется путем использования мостовых схем либо дифференциальных усилителей.

При обратном смещении через $p-n$ переход проходит ток

$$I_{\text{обр}} = I_{\text{н}} + I_{\text{т}}, \quad (2.18)$$

где $I_{\text{н}}$ – ток насыщения, $I_{\text{т}}$ – ток термогенерации.

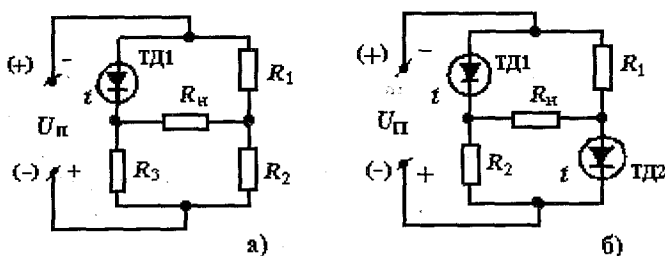


Рис. 2.5. Варианты схем включения термодиодов.

Функциями температуры являются как $I_{\text{н}}$, так и $I_{\text{т}}$. Зависимость $I_{\text{н}}(T)$ может быть представлена в виде выражения:

$$I_{\text{н}}(T) = I_{\text{н}\infty} \exp \left[-\frac{B}{T} \right], \quad (2.19)$$

где $I_{\text{н}\infty}$ – постоянная, имеющая размерность тока, B – постоянная, имеющая размерность температуры, T – абсолютная температура.

Вследствие нелинейности вольт-амперных характеристик $p-n$ перехода с обратным смещением его статическое сопротивление связано с величиной приложенного напряжения. При напряжении 1 В устанавливается величина начального статического сопротивления

$$R_{\text{н}} = \frac{1}{I_{\text{н}}(T)} = R_{\infty} \exp \left[\frac{B}{T} \right]. \quad (2.20)$$

Эта зависимость эквивалентна температурной зависимости полупроводниковых терморезисторов (например, [57]). Среднее значение коэффициента преобразования

$$K_R = \frac{1}{R_n} \frac{dR_n}{dT}, \quad (2.21)$$

для $p-n$ переходов низкочастотных германиевых транзисторов при температуре $+20^\circ\text{C}$ составляет $(-0,01 \dots -0,08) \text{ K}^{-1}$, для кремниевых $(-0,01 \dots -0,06) \text{ K}^{-1}$, то есть среднее значение $(4-5\%/K)$ примерно соответствует типичным значениям коэффициента преобразования у ППТР.

Ток термогенерации I_T связан с температурой зависимостью, полностью аналогичной (2.19). Разделение I_n и I_T в реальных случаях использования ИП является весьма трудной задачей. Соотношение между ними зависит от типа используемого полупроводникового ИП и от величины напряжения на $p-n$ переходе. В частности, у германиевых $p-n$ переходов $I_n \gg I_T$. При очень малых напряжениях (порядка 10^{-2} В) составляющая I_n меньше, чем при больших напряжениях. В связи с этими особенностями значения постоянных в выражении (2.19), а зачастую – полностью градуировочная характеристика ТД или ТТ, определяются экспериментальным путем.

Диоды как преобразователи температуры в простейшем случае включаются в качестве одного из плеч (рис. 2.5, а), либо в противоположные плечи (рис. 2.5, б) типичного моста постоянного тока. В таком включении они практически полностью эквивалентны полупроводниковым терморезисторам. Нелинейность результирующей характеристики преобразования при этом может быть скорректирована такими же приемами, как и в схемах с ППТР (например, [57]).

При смене полярности источника питания (указано в скобках) в схемах на рис. 2.5, а, б диоды используются при прямом смещении, при этом реализуется температурная зависимость падения напряжения на $p-n$ переходе $U_{p-n}(T)$ с постоянным коэффициентом преобразования. Соответственно, при сопротивлении нагрузки моста $R_n \rightarrow \infty$ (потенциальный вариант) зависимость $U_{\text{вых}}(T)$ является линейной с достаточной для практических целей точностью.

Включение термотранзисторов как преобразователей температуры в измерительные схемы отличается сравнительно большим по

сравнению с ТД разнообразием (рис. 2.6). При этом возможно использование одного (схемы *a...e*), либо двух (схемы *ж...к*) источников питания. Определенный интерес представляют схемы *д* и *е*, где эмиттерный и коллекторный переходы включены параллельно друг другу, что не менее чем в два раза повышает чувствительность. Выходной сигнал в схемах *a...e* снимается с нагрузки R_H . Дополнения к схемам, выполненные в виде делителя на резисторах, превращают их в типичные мостовые схемы преобразования.

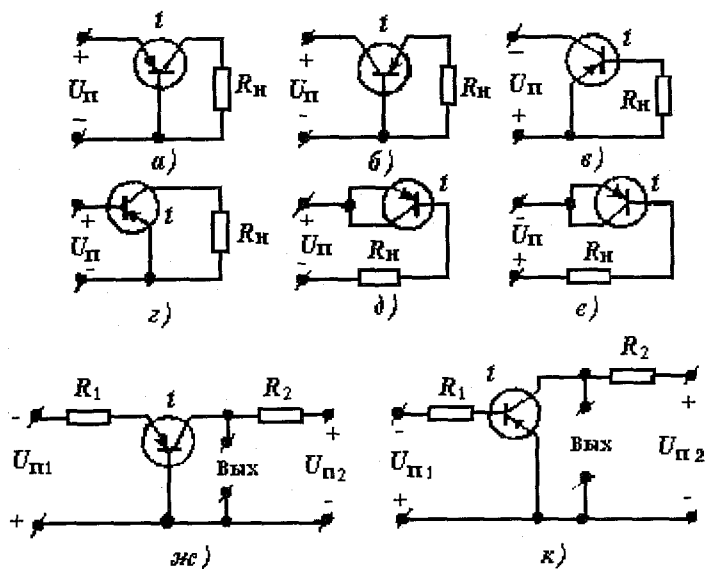


Рис.2.6. Варианты схем включения термотранзисторов.

В ИП на основе термодиодов и термотранзисторов сравнительно легко обеспечивается получение частотно-модулированного (ЧМ) выходного сигнала, который обладает рядом преимуществ по сравнению с амплитудно-модулированным (АМ) сигналом при дистанционных измерениях. Для этого ТД либо ТТ включаются в качестве одного либо двух элементов частотнозадающей цепи в традиционные схемы *RC*-генераторов.

В случаях, когда не требуется взаимозаменяемость, целесообразно выполнение преобразователя с ЧМ-выходным сигналом в виде простого мультивибратора, где характеристики времязадающих RC -элементов стабильны, а термочувствительными элементами являются оба транзистора $VT1$ и $VT2$ (рис. 2.7).

Преобразователь такого типа обладает хорошей чувствительностью, весьма прост в изготовлении и настройке, но обязательно требует индивидуальной градуировки. В качестве $VT1$ и $VT2$ наиболее целесообразно применять бескорпусные транзисторы, что дает возможность получения малых значений постоянной времени. Для уменьшения погрешностей от нагрева транзисторов проходящим током в схеме используется пониженное напряжение питания (порядка 1 В).

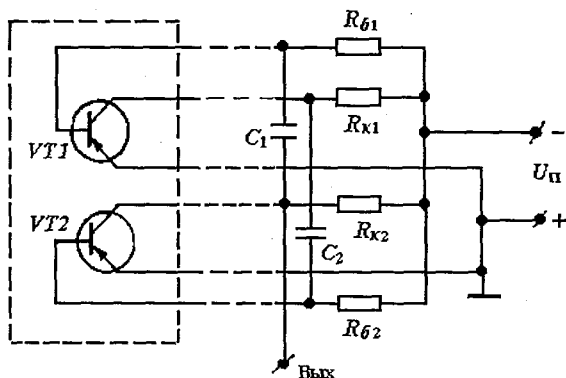


Рис. 2.7. Преобразователь с ЧМ-выходным сигналом.

При сравнительной простоте использования довольно качественными характеристиками обладают преобразователи на основе кремниевых стабилитронов (рис. 2.8).

Температурный коэффициент напряжения стабилизации у стабилитронов типа Д818А достигает 4-5 мВ/К. При его сочетании с термостабильным стабилитроном (например, Д818Е) можно выделить с помощью мостовой схемы (рис. 2.8, а) “чистую” изменчивость напряжения. Исходный нулевой уровень разности потенциалов точек 1 и 2 легко подбирается резисторами $R1$ и $R2$, задающими токи через стабилитроны.

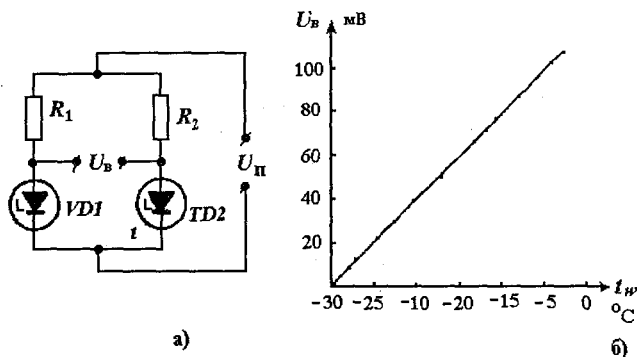


Рис. 2.8. ИП на основе термочувствительного стабилизатора:
а – схема включения; б – градуировочная характеристика.

В диапазоне $0...-30^{\circ}\text{C}$ экспериментально полученная градуировочная характеристика (рис. 2.8, б) оказывается практически линейной – численные значения отклонений от линейности не превышают $\pm 0,1$ К.

2.4. Перспективы использования вибротронных термопреобразователей для измерений в снежном покрове на льду

Как отмечалось выше, измерения в снежном покрове имеют ряд специфических особенностей, связанных с малой плотностью снега. Наиболее важным здесь является то, что измерительные преобразователи распространенных типов (например, [57]) могут оказываться при измерениях в ненадежном контакте со снежными частицами, либо вообще не иметь такого контакта при попадании во внутренние полости в снегу, в частности, если это микропреобразователи. Из-за этого в снежном покрове целесообразно использовать преобразователи больших габаритов, но габаритные преобразователи, как правило, обладают высокой инерционностью, что не позволяет их использовать для изучения быстрой изменчивости температуры, например, для пока еще мало распространенного приема зондирования вертикального распределения температуры в снежном покрове.

С учетом рассмотренных особенностей представляют значительный интерес для измерений в снежном покрове *вибротронные* (иногда

их называют *дилатометрическими*) преобразователи. Их основой является натянутая струна. Использование струны как механического резонатора создает определенные технические преимущества. Во-первых, эквивалентная добротность колебательных систем на основе струнных резонаторов может достигать $10^3 \dots 10^4$, что предопределяет возможность получения малой погрешности преобразования. Во-вторых, выходным сигналом таких преобразователей является частота колебаний, что представляет интерес для передачи по каналам связи.

В вибротронных преобразователях непосредственное воздействие измеряемой температуры снега на механические параметры струны мало целесообразно. Дело в том, что для обеспечения высокой эквивалентной добротности колебания струны должны происходить в воздухе, а теплообмен со снегом через воздух приведет к возрастанию инерционности. Наиболее эффективно использование в качестве чувствительного элемента внешнего корпуса преобразователя, который выполняется из материала с высоким температурным коэффициентом линейного расширения.

Одна из наиболее распространенных конструкций вибротронных термопреобразователей (рис. 2.9, а) содержит полый цилиндрический корпус 1 из латуни, внутри которого закреплен стержень 2 из инвара. Струна 3 натянута между опорой 4 и оконечностью стержня 2. Требуемое исходное натяжение струны 3 обеспечивается с помощью винта 5. Колебания струны возбуждаются магнитной системой 6.

Наиболее важным достоинством этой конструкции является большая поверхность чувствительного элемента, что обеспечивает достаточно надежный контакт со снегом при малой инерционности преобразователя.

Если температурный коэффициент линейного расширения латуни $\alpha_{\text{л}}$, то при длине корпуса L его температурное удлинение составляет $\Delta L = \alpha_{\text{л}} L \Delta T$, при этом сила натяжения струны определяется выражением

$$F_{\text{нат}} = \frac{(\Delta L_0 + \Delta L)}{l} E S_{\text{с}}, \quad (2.22)$$

где ΔL_0 – исходное удлинение струны; E – модуль упругости материала струны; $S_{\text{с}}$ – площадь поперечного сечения струны; ΔT – изменения температуры; l – длина струны.

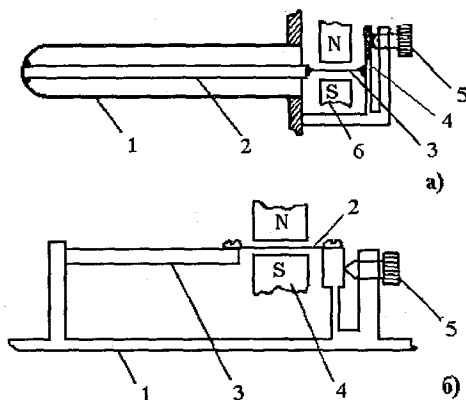


Рис. 2.9. Конструкции вибротронных термопреобразователей.

С силой натяжения $F_{\text{нат}}$ связана собственная частота колебаний струны

$$f = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{F_{\text{нат}}}{ml}}, \quad (2.23)$$

где m — масса струны.

Несомненно, что струна 3 и стержень 2 должны быть изготовлены из материалов с наименее возможными температурными коэффициентами линейного расширения. К сожалению, нулевых коэффициентов не бывает. Поэтому, реальное изменение длины ΔL_r будет меньше ΔL на удлинения стержня и струны

$$\Delta L_r = (\alpha_n L - \alpha_i L_i - \alpha_c L_c) \Delta T, \quad (2.24)$$

где α_i и α_c — температурные коэффициенты линейного расширения материала стержня (i) и струны (c); L_i и L_c — длины стержня и струны.

Эти относительные удлинения стержня и струны могут приводить к существенным погрешностям, если не применять материалы с минимально возможными коэффициентами. Действительно, при сравнительно быстрых изменениях измеряемой температуры здесь будут появляться рассогласования в значениях температуры внешнего корпуса и внутренних элементов за счет различий их инерционности. В целом, для таких условий динамические свойства преобразователя уже не могут описываться линейным дифференциаль-

ным уравнением 1-го порядка, как для большинства преобразователей температуры (например, [57]), а должны учитывать отмеченные различия инерционности. Соответственно, свойства должны описываться уравнением 2-го порядка. При измерениях сравнительно медленных вариаций температуры, когда эти вариации полностью воспроизводятся внутренними элементами, относительные удлинения этих элементов учитываются при градуировке ИП.

В табл. 2.1 приведены коэффициенты линейного расширения для некоторых материалов, используемых в вибротронных преобразователях.

Таблица 2.1

КОЭФФИЦИЕНТЫ ЛИНЕЙНОГО РАСШИРЕНИЯ

Материал	Коэффициент линейного расширения $\alpha \cdot 10^6, K^{-1}$
Латунь	18,3...23,6
Медь красная	15,3
Сталь никелевая (20% никеля)	20,0
Инвар	0,9
Плавленый кварц с напыленным металлом	0,5

Из приведенных в таблице данных ясно, что для внутренних элементов преобразователей наиболее целесообразно применять инвар и плавленый кварц, а для корпуса – латунь и никелевую сталь.

Вибротронные термопреобразователи используются также для измерений в воздухе. При этом внешний корпус иногда перфорируют, в результате чего уменьшается масса корпуса и, соответственно, его постоянная времени. Дополнительное преимущество перфорации в том, что теплообмен со средой внутренних элементов ИП становится таким же, как и у корпуса, т.е. исчезает отмеченный выше недостаток, связанный с различиями инерционности. Однако, такой прием целесообразен лишь для условий хорошо защищенного расположения ИП, например, в метеобудке. Для полевых условий измерений над снежным покровом, когда возможен метелевый перенос, подобный перфорированный корпус будет забиваться снегом.

Для измерений в ледовых условиях представляет интерес конструкция преобразователя, показанная на рис. 2.9, б. Здесь чувствительным элементом является основание 1. Струна 2 укреплена в зажимах между упругой стойкой, жестко соединенной с основанием, и инваровым стержнем 3, укрепленным в другой стойке. Колеба-

ния в струне возбуждаются с помощью электромагнитной системы 4, а ее исходное натяжение устанавливается регулировочным винтом 5. Интерес к этой конструкции обусловлен тем, что термочувствительное основание 1 может использоваться как некоторая плоская стенка герметичного корпуса, что дает возможность “накладных” измерений, например, температуры поверхности льда, температуры льда на различных горизонтах в несквозной лунке и т.д.

Струна в преобразователях может быть обычной круглой, но может быть и плоской (тонкой пластиной). Применение каждой из них обуславливается конструкцией ИП и выбранной системой возбуждения колебаний.

Системы возбуждения колебаний струны выполняются в различных вариантах, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки. Наиболее распространены так называемые обратимые системы, т.е. такие, которые обеспечивают одновременно как возбуждение колебаний на резонансной частоте струны, так и формирование электрического выходного сигнала на этой частоте.

В типично электромагнитной системе (рис. 2.10, а) сила, выводящая струну из положения равновесия, формируется при прохождении тока через катушку 1. При отклонении струны 2 от положения равновесия изменяется величина зазора в системе из обоих электромагнитов 1 и 3, в результате возникают модуляции той ЭДС, которая индуцируется в катушке 3, на частоте резонансных колебаний струны.

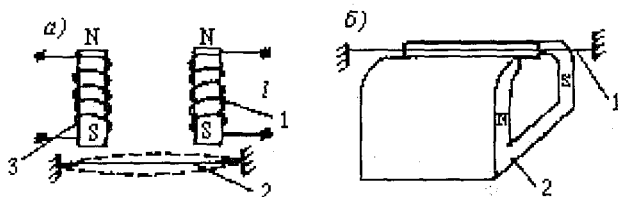


Рис. 2.10. Обратимые системы возбуждения колебаний струны.

Система (рис. 2.10, а) может использоваться как в режиме однократных измерений (импульс возбуждения – затухающие колебания), так и в автоколебательном режиме, когда система электромагнитов включается в цепь обратной связи усилителя. Причем, в любом варианте использования необходимо постоянное подмагничивание.

Магнитоэлектрическая система (рис. 2.10, б) содержит струну 1, по которой пропускается ток, и постоянный магнит 2. В результате взаимодействия магнитного поля тока в струне 1 с полем постоянного магнита возникает отклоняющая сила. Формирование электрического выходного сигнала на частоте резонансных колебаний струны здесь может обеспечиваться различными приемами. Наиболее простой из них – использование тензоэффекта, т.е. изменения электрического сопротивления струны при вариациях натяжения. Это позволяет включать систему (рис. 2.10, б) в обратную связь специальных автогенераторов.

Иногда применяют самостоятельные системы съема частоты колебаний. В емкостной системе (рис. 2.11, а) при колебаниях струны 1 (обычно – плоской) изменяется величина зазора между этой струной и некоторой опорной пластиной 2, тем самым изменяется емкость образуемого ими плоского конденсатора, который включается как элемент частотно-задающего контура в LC-генераторе – в результате обеспечивается модуляция несущей частоты этого генератора. Естественно, частота генератора должна задаваться существенно выше частоты колебаний струны.

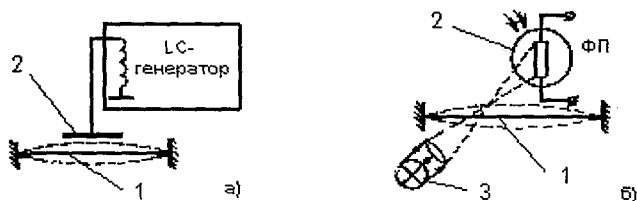


Рис. 2.11. Принципы независимого съема частоты колебаний струны.

В фотоэлектрической системе (рис. 2.11, б) колеблющаяся струна 1 модулирует попадающий на фотоприемник 2 световой поток от источника 3. В качестве приемников 2 могут использоваться фотодиоды, фоторезисторы и т.д.

Для обеспечения высокочастотных измерений необходимо чрезвычайно внимательно относиться к закреплению струны. Ее нельзя привязывать, прикручивать и т.д., поскольку подобное крепление практически исключает высокую добротность. Нецелесообразно также приваривать либо припаивать струну к опорам – здесь возни-

кает ряд механических эффектов, которые приводят к снижению стабильности, особенно при повышенных механических напряжениях (более 200 Н/мм²). Наиболее надежным вариантом (по литературным данным) признано закрепление между двумя параллельными хорошо шлифованными плоскостями.

2.5. Сканирование многослойной толщи воды с помощью локальных измерительных средств

Для определений вертикального распределения характеристик в слое воды используется периодическое зондирование слоя с дрейфующего либо заякоренного судна. При этом получают вертикальные профили основных гидрофизических характеристик. Несомненно, что этот способ привлекает своей методической простотой, поскольку зонды имеются, как правило, на любом современном исследовательском судне. Реально задаваемая скорость зондирования, как правило, составляет 1–1,5 м/с. При зондировании слоя 0–200 м со скоростью 1 м/с (вниз–вверх) минимальное требуемое время, очевидно, составит примерно 6,5 мин, которое, собственно, и определяет в этом случае минимально возможную дискретность получения вертикальных профилей.

Этот вариант преимущественно используется в стандартном варианте натуральных экспериментов и здесь подробно не рассматривается.

Несомненно, что при отсутствии задач изучения полных вертикальных профилей гидрофизических характеристик зонды могут использоваться в упрощенном варианте, когда производится их перемещение вверх–вниз лишь в пределах некоторого слоя. В этом случае исследуемый частотный диапазон вариаций изучаемых характеристик может быть существенно смещен в короткопериодную область спектра из-за снижаемых затрат времени на сканирование.

Подобное сканирование производится с помощью специальных носителей измерительных средств, обеспечивающих требуемые по условиям эксперимента перемещения вверх–вниз в пределах изучаемого слоя [8].

Сканирование требуемого слоя воды с помощью таких носителей может производиться лишь в буксируемом режиме. Для обеспечения возможности перемещений по вертикали буксируемые носи-

тели (БН) снабжены управляемым горизонтальным рулем. Известны отечественные разработки БН типа "Нырок", "Галс", "Галс-2", "Кальмар" и др. с различными техническими характеристиками. Возможная скорость буксировки – до 12 узлов ("Нырок-2" – 16 узлов). Расчетная глубина погружения – до 500 м ("Кальмар"), 1000 м ("Галс"), 1500 м ("Нырок-2"). Диапазон сканируемых глубин у БН зависит от скорости буксировки: с увеличением скорости диапазон уменьшается. Увеличенным диапазоном характеризуются: "Галс-2" (50–250 м при скорости 6 узлов) и "Кальмар" (200 м при скорости 6 узлов).

Режим сканирования (скорость судна, диапазон сканируемых глубин) устанавливают, исходя из решаемых задач исследования в требуемом пространственно-временном окне.

При несомненном удобстве сканирования с помощью БН не следует пренебрегать некоторыми специфическими особенностями поведения БН на глубине в режиме буксировки. Стабильность положения БН по глубине обеспечивается достаточно высокой лишь при постоянных отрицательных углах атаки. При максимальных значениях установленных углов амплитуда колебаний по глубине не превышает 1–2 м. Однако, выявлено, что при нулевом значении угла атаки БН совершает колебательные движения относительно установившегося горизонта с амплитудой порядка 5–10 м и периодом порядка 1–2 мин.

Характеристики колебательных перемещений БН зависят не только от угла атаки, но и от ряда других параметров режима буксировки. Отмечается [8], что при скорости 10 узлов регистрировались колебания с амплитудой до 20 м и периодом порядка 30 с. На рис. 6.1 приведен пример таких движений, заимствованный из работы [8].

Очевидно, что сами по себе колебательные движения носителя при непрерывной регистрации гидрофизических характеристик значительной опасности могут и не представлять, но *лишь только в случае надежной и высокоточной регистрации глубины*. При этом гидрофизические данные могут быть привязаны к конкретным глубинам, и любые колебательные движения носителя становятся эквивалентными сканированию, хоть и неуправляемому. Естественно, здесь должны учитываться методические особенности использования конкретных измерительных средств, в частности, смещение во

времени отсчетов по различным каналам, например, несинхронность отсчетов по каналам температуры и давления – эти особенности получаются очень важными при сравнимости отмеченных смещений и периодов колебательных движений носителя.

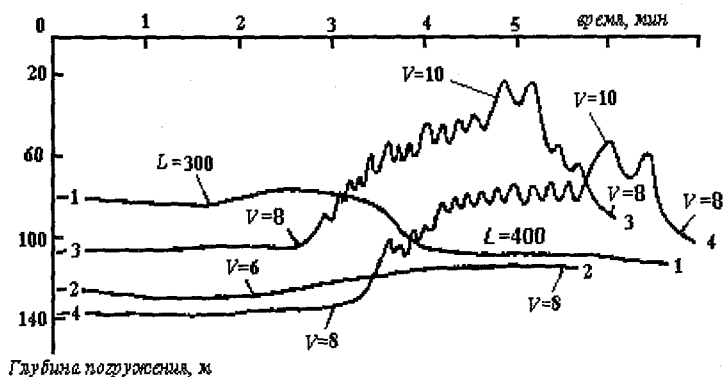


Рис. 2.12. Вариации положения буксируемых носителей в переходных режимах (из работы [8]).

Отмеченная особенность в неявном виде подчеркивает дополнительные преимущества метода сканирования слоя перед методом периодического зондирования, ведь абсолютная погрешность, в частности, канала измерения давления, определяется не только классом используемого измерительного преобразователя, но и предельным значением диапазона измерений, которое у зондов обычно существенно больше, чем в сканирующих устройствах. Соответственно, у зондов при прочих равных условиях оказывается большей абсолютная погрешность.

2.6. Методы интегрального сканирования

По сравнению с методами сканирования локальными измерительными средствами зачастую более удобными оказываются методы интегрального сканирования.

Интегральные методы обычно реализуются в буксируемом режиме. В качестве интегрального термопреобразователя используется обычный морской кабель (кабель-трос), из жил которого две соединены вместе на нижнем конце. При измерениях кабель буксируется за судном (рис. 2.13), причем заглубление нижнего конца осу-

ществляется либо за счет обтекаемого груза (а) при достаточно большой длине кабеля, либо путем использования гидродинамического заглубителя (б).

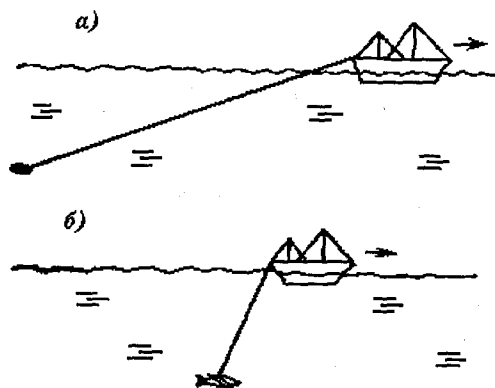


Рис. 2.13. Схемы буксирования интегральных преобразователей.

Для варианта (а) заглубление в 200 м при скорости судна 15–18 узлов обеспечивается при длине кабеля порядка 3000 м. При этом вариации глубины расположения нижнего конца не превышают $\pm 0,7$ м. Эти вариации очень важны для рассматриваемых методов. Их можно существенно уменьшить, если проводить работы при пониженной скорости судна.

При использовании гидродинамических заглубителей (б) вариации нижнего конца зависят от свойств заглубителя и скорости судна. Оценки вариаций для управляемых заглубителей типа БН приводятся в п. 2.6.

Поскольку заглубление интегрального термопреобразователя обычно превышает глубину расположения термоклина z_T , то необходимы некоторые дополнительные приемы, позволяющие выявлять эту глубину.

В буксируемом комплексе "Шлейф" конструкции МГИ АН Украины интегральный ИП дополнительно снабжен преобразователями локальной температуры на его верхнем (0–1 м) и нижнем ($> z_T$) концах, а также преобразователем гидростатического давления на

нижнем конце. Это позволяет на основании теоретических представлений о распределении $T(z)$ выше и ниже z_T восстанавливать полный вертикальный профиль температуры и определять глубину z_T .

В слое $0 - z_T$ распределение $T(z)$ считается однородным, а само значение $T(z) = \text{const}$ равным T_{nc} , измеряемой локальным преобразователем на верхнем конце. При $z_T \leq z \leq z_H$, где z_H — глубина расположения нижнего конца интегрального ИП, распределение $T(z)$ задается степенной функцией вида

$$T(z) = T_{nc} + k(z - z_T)^n. \quad (2.35)$$

В этом случае интегральная температура, регистрируемая ИП, определяется выражением

$$\begin{aligned} T_{\text{инт}} &= \frac{1}{z_H} \left\{ T_{nc} z_T + \int_{z_T}^{z_H} [T_{nc} + k(z - z_T)^n] dz \right\} = \\ &= T_{nc} + \frac{k(z_H - z_T)^{n+1}}{z_H(n+1)}. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Располагая результатами измерения температуры на нижнем конце ИП (T_H) и на некотором промежуточном горизонте (T_n при $z_n > z_T$), можно записать

$$\begin{aligned} T_H &= T_{nc} + k(z_H - z_T)^n; \\ \frac{T_H - T_n}{z_H - z_n} &\approx \frac{dT(z)}{dz} \bigg|_{z=z_n} = nk(z_n - z_T)^{n-1}. \end{aligned} \quad (2.37)$$

Совместным решением уравнений (2.36) и (2.37) определяются коэффициенты k и n , а также глубина z_T .

В результате может быть восстановлен вертикальный профиль температуры в слое $0 - z_H$. Однако из-за предположений о характере изменчивости $T(z)$ получаемые результаты оказываются весьма приближенными.

Весьма перспективным является метод, позволяющий определять в буксируемом режиме реальные, а не расчетные значения z_T , основанный на использовании перемещаемых по вертикали термоинтегральных ИП [57]. Устройство, реализующее такой метод, содержит кроме интегрального ИП, буксируемого за судном, преобразователь гидростатического давления на нижнем конце ИП (рис. 2.14).

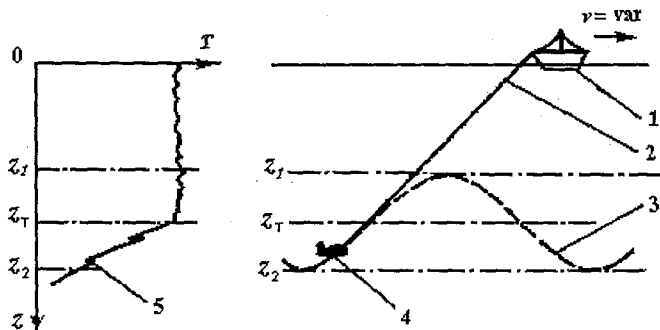


Рис. 2.14. Схема измерений при одновременном измерении температуры и толщины ВКС.

При буксировании обеспечивают возможность периодических перемещений нижнего конца ИП между глубинами z_1 и z_2 , выбранными таким образом, что $z_1 < z_T < z_2$, причем наиболее целесообразно задать это условие в виде $z_T = 0,5(z_1 + z_2)$.

В наиболее простом случае в устройстве, буксируемом исследовательским судном 1 (рис. 2.14), периодические перемещения нижнего конца 4 интегрального преобразователя 2 между горизонтами z_1 и z_2 производятся путем периодических изменений скорости буксирования. Перемещения происходят по кривой 3.

В таком режиме интегральный ИП примерно половину периода находится в верхнем квазиоднородном слое (ВКС), т.е. от 0 до z_T по кривой 5, и в этот промежуток времени его интегральная температура $T_{\text{инт}}$ изменяется очень мало. На непрерывной записи $T_{\text{инт}}$ (рис. 2.15) появляется квазистатический участок. При опускании нижнего конца ИП глубже z_T часть преобразователя попадает в

область резко изменяющихся значений температуры, причем длина этой части изменяется в соответствии с изменениями скорости буксирования $V(\tau)$. Соответственно запись $T_{\text{инт}}$ в этот промежуток времени носит квазисинусоидальный характер. Очевидно, что моменты изменения характера записи соответствуют моментам пересечения нижним концом ИП глубины z_τ (точки 1, 2, 3...).

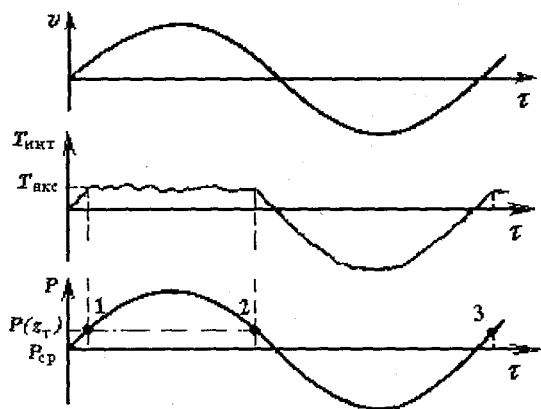


Рис. 2.15. Схема определения температуры и толщины ВКС по результатам регистрации.

Снятые же в эти моменты времени отсчеты $T_{\text{инт}}$ будут в пределах инструментальной погрешности термоинтегрального преобразователя соответствовать истинной средней температуре ВКС.

Изменения глубины погружения нижнего конца интегрального ИП могут обеспечиваться не только за счет изменения скорости буксирования, но и путем использования гидродинамического заглубителя, угол атаки которого периодически изменяется в требуемых пределах.

Глава 3. ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЕСТЕСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

3.1. Методы измерения характеристик электрического поля

3.1.1. Методические особенности измерений

Измерение электрической составляющей электромагнитного поля как во льду, так и в морской воде, в наиболее общем случае представляет собой не что иное, как измерение разности потенциалов между двумя точками на некоторой базе L .

Эта разность связана с объемной плотностью электрического тока j и с напряженностью поля E_0 следующей зависимостью:

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{j}{\gamma} L \cos\alpha = E_0 L \cos\alpha, \quad (3.1)$$

где γ — удельная электрическая проводимость воды; α — угол между измерительной базой L и направлением векторов j и E_0 .

Следует разделять методический и технический аспекты таких измерений. Методический аспект заключается преимущественно в выборе базы L и условий выполнения измерений. Технический — в выборе средств измерений.

Выбор базы L обусловлен тем, какое именно поле предполагается изучать в процессе эксперимента. Если ставится задача изучения индуцированного поля, источник которого находится вне изучаемой области, то база L не должна превышать половины длины волны этого поля. В противном случае соотношение (3.1) оказывается несправедливым. При этом необходимо учитывать, что длина волны в морской воде намного меньше длины волны, например в атмосфере (или во льду), при одной и той же частоте. Оценка длины волны в морской воде может быть выполнена по выражению

$$\lambda_w \equiv \sqrt{\frac{10^7}{f\gamma}}, \quad (3.2)$$

где f — циклическая частота поля.

В задачах изучения магнитогидродинамических (МГД) полей в области их формирования база L не должна превышать половины некоторого характерного масштаба гидродинамического источника. В частности, при изучении МГД полей волн (ветровых либо длин-

нопериодных), конкретнее – составляющей E_x (в направлении распространения) – половины длины этих волн.

Нижний предел выбираемой базы L методических ограничений практически не имеет. Ограничения связаны с техническим аспектом измерений, в частности, с размерами и конструкцией преобразователей, их собственным уровнем измерительных помех и чувствительностью измерительного тракта.

В связи с тем, что корректность получаемой информации связана с методической обоснованностью выбора базы L , естественно стремление использовать измерительные устройства с как можно меньшей базой. Преимущественно в этом направлении предпринимаются попытки технического совершенствования устройств.

Кроме выбора базы важным методическим фактором является выбор условий измерений. В океанологической практике принято осуществлять измерения в трех основных вариантах: стационарном, буксируемом и зондирующем. Несомненно, что в большинстве измерительных задач наиболее корректным является стационарный вариант. Дело в том, что при любом движении измерительного устройства с базой L возрастает уровень помех – формируются некоторые «шумы движения». При нежесткой базе (например, в ЭМИТе) это проявляется в «рыскании» электродов относительно друг друга, а также участка кабеля между электродами. Такое «рыскание» приводит к возрастанию помех из-за взаимодействия «рыскающих» электродов с магнитным полем Земли (возникновение ЭДС-помехи в участках кабеля из-за эффекта Фарадея) и непосредственно с водой (вариации собственных потенциалов электродов из-за пульсации скорости обтекания).

При буксировании «рыскание» происходит не только в горизонтальном (по нормали и направлению движения), но и в вертикальном направлении. Кроме этого, при столь длинных базах как в ЭМИТе (порядка 100 м) дальний электрод оказывается более заглубленным, чем передний. Тем самым между электродами получается некоторая вертикальная база.

Из-за рассмотренных методических причин в ЭМИТе формируются как систематическая (из-за вертикальной базы), так и случайная (из-за «рыскания») погрешности. Их анализ и учет в реальных условиях представляет собой довольно большие трудности.

Простейшими практическими приемами являются: осреднение результатов регистрации на каждом галсе; определение «нуля» электродов по результатам измерений на противоположных галсах.

Указанные приемы вполне оправданы при измерениях электрических полей, формируемых течениями. Хотя здесь следует отметить, что эти приемы и сам метод преимущественно используются больше с прикладной целью: для определения скорости и направления поверхностного течения по измеренным характеристикам электрического поля. Рассмотренные выше причины предопределяют довольно высокие погрешности ЭМИТа (*электромагнитного метода измерения течений*).

В последнее время предпринимаются попытки применить буксируемые электродные конструкции для измерений электрических полей, формируемых при волнении. Конечной целью подобных исследований также является получение не чисто электрофизической, а в большей степени гидрофизической информации – инструментальных данных о характеристиках волнения. Однако описанные выше методические особенности здесь не могут быть скорректированы простейшими приемами. Особенно это относится к помехам из-за «рыскания», поскольку спектральный состав этих помех в значительной мере соответствует спектральному составу сигналов, формируемых волнением. В таких случаях мало помогают и какие-либо оригинальные приемы математической обработки результатов. Здесь наиболее перспективен поиск новых вариантов конструкции измерительного устройства, в частности, в направлении использования короткобазовых конструкций преобразователей, рассматривающихся ниже.

Рассмотренные виды измерений в буксируемом режиме ориентированы на изучение электрических МГД полей в поверхностном слое моря. Принципиально возможно выполнение таких же измерений и на глубинах, в частности, с использованием специальных гидродинамических заглубителей для каждого из электродов. Однако методические и, особенно, технические трудности при этом существенно возрастают и подобные измерения пока не нашли широкого применения.

Измерение электрических полей в режиме зондирования сравнительно просто обеспечивается лишь для вертикальной состав-

ляющей электрического поля, естественно, при отсутствии дрейфа той базовой основы, с которой производятся измерения, поскольку при наличии дрейфа возникает систематическая составляющая погрешности, обусловленная эффектом Фарадея в участке кабеля между электродами. В этом несложно убедиться, применив для таких условий широко известное «правило левой руки».

Измерение же горизонтальных составляющих электрического поля в режиме зондирования методически представляет собой значительно более сложную задачу. Действительно, здесь необходимо обеспечивать весьма жесткую пространственную ориентацию измерительной базы с электродами. Очевидные технические трудности такого требования заставляют использовать как можно более короткобазовые конструкции преобразователей.

Как уже отмечалось ранее, наиболее привлекательным для изучения электрических полей в море является стационарный вариант измерений. Однако и здесь есть свои особенности. Минимальным уровнем помех характеризуются лишь измерения в придонных условиях, где жестко фиксирована измерительная база и участок кабеля между электродами. Эти требования несложно обеспечиваются при исследованиях в прибрежной зоне на небольших глубинах. В задачах стационарных измерений в толще воды становится необходимым использовать буйковые станции с присущими им особенностями динамики несущего буя и базового троса, на котором располагаются измерительные устройства. Все это приводит к возрастанию как систематических, так и случайных погрешностей измерений.

Несомненно, что многие из рассмотренных трудностей резко уменьшаются при проведении измерений с такой базовой основы как стационарный ледяной покров. В этих условиях становятся достаточно корректными не только измерения вертикальной составляющей, но также полигонные измерения горизонтальной составляющей. Действительно, расположив электроды в трех точках полигона (обычно в виде прямоугольного, либо равностороннего треугольника), нетрудно при их опускании обеспечить на требуемой глубине такие же расстояния между ними, как и на поверхности.

При этом при измерениях с дрейфующей льдины возникают определенные трудности, как и при измерениях с дрейфующего

судна. Хотя при полигонных измерениях с льдины, естественно, может быть легко учтен собственный дрейф путем достаточно простой обработки сигналов (взаимное вычитание). Все это, конечно, вполне реально при сравнительно небольших глубинах расположения электродной базы (в каждом случае необходимы собственные подтверждающие метрологические исследования). По сравнению с судном здесь представляет интерес следующая особенность. Современное судно является обычно металлическим. Собственные электрические поля судна настолько существенны, что могут полностью исказить изучаемые естественные поля. Лед же, особенно по отношению к окружающей среде, является практически диэлектриком.

При измерениях собственного электрического поля, формирующегося непосредственно в ледяном покрове, например, при протекании рассола по порам либо при деформационных процессах, возникает две основных методических трудности. Во-первых, довольно непросто электрически подсоединиться ко льду. Во-вторых, лед как источник разности потенциалов характеризуется очень большим внутренним сопротивлением.

Подсоединение ко льду чаще всего выполняется через солевой раствор. Если электроды помещают в несквозной лунке, то ее целесообразно залить морской водой и закрыть сверху теплоизоляционной крышкой, предохраняющей от замерзания. Если лунка сквозная, то она сама заполняется водой. Однако, в этом случае необходимо однозначно определиться, что же именно подлежит измерению: поле в воде подо льдом или поле во льду. Из-за резких различий внутренних сопротивлений источников поля, т.е. льда и воды, преобладающее влияние на результаты измерений могут оказывать процессы в воде.

Вторая из отмеченных трудностей учитывается при измерениях путем использования устройств с очень высокими входными сопротивлениями, существенно превышающими внутреннее сопротивление льда как источника напряжения. Подобные входные цепи в измерителях напряжения получили название электрометрических, а приборы с этими входными цепями – название электрометров. Известен целый ряд конструкций электрометров, широко применяющихся для измерений напряженности электрического поля в атмосфере, – именно они с наибольшим успехом могут применяться для ледовых условий.

Если лед является пористым и насыщенным водой, то его сопротивление резко уменьшается. В таких случаях нет необходимости применять специальные электрометры и можно проводить измерения более привычными средствами, например, аппаратурой ЭМИТа.

Как следует из рассмотренных методических особенностей, все разнообразие задач измерений электрической составляющей электромагнитных полей в море не позволяет остановиться на широко известном традиционном варианте ЭМИТа и часто требует поиска и разработки новых технических средств и новых методов измерений.

3.1.2. Технические средства измерений. Измерительные преобразователи

В соответствии с выражением (3.1) определение E_0 может быть выполнено не только по $\Delta\varphi$, но также по измеренному значению j при известной электропроводности γ . В связи с этим принято различать потенциальные (по $\Delta\varphi$) и токовые (по j) типы преобразователей.

Типичные потенциальные преобразователи выполняются в виде пары электродов, контактирующих с водой и расположенных на расстоянии L друг от друга. При измерении малых значений $\Delta\varphi$ (единицы и десятки милливольт), характерных для полей в морской среде, обычные металлические электроды, как правило, неприменимы из-за наличия эффекта поляризации, заключающегося в появлении двойных электрических слоев в зоне контакта и, соответственно – собственной разности потенциалов, которая вследствие совокупности электрохимических, термических и динамических причин в целом меняется случайным образом. Это создает измерительные помехи, уровень которых часто превышает уровень сигнала полезной информации.

В практике полевых измерений малых значений разности потенциалов нашли широкое применение различные типы неполяризующихся электродов. Уровень измерительных помех у неполяризующихся электродов значительно ниже, чем у металлических, особенно в сверхнизкочастотной области, которая в настоящее время вызывает наибольший интерес в морских электромагнитных исследованиях. Наиболее характерной конструкцией неполяризующегося

электрода является конструкция (рис. 3.1), используемая в электромагнитных измерителях морских течений (ГМ-15, ГМ-15М).

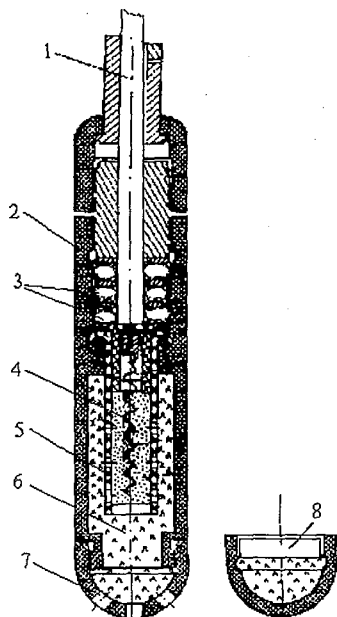


Рис. 3.1. Конструкция хлорсеребряного электрода.

Электрод выполнен в виде цилиндрического обтекаемого корпуса, внутрь которого входит соединительный кабель 1. Ввод кабеля 1 в корпус 2 герметизируется системой резиновых уплотнительных прокладок 3. Медная жила кабеля подсоединена к металлическому электроду 4, выполненному из серебра с гальванически нанесенной на поверхность пленкой хлористого серебра. Электрод 4 расположен в форме спирали внутри перфорированного стаканчика 5 из оргстекла. Стаканчик полностью заполнен плотной пастообразной набивкой из химически чистого осажденного хлористого серебра. Пространство между стаканчиком и корпусом заполнено стекловатой 6, пропитанной насыщенным раствором хлористого калия. Навинчивающиеся сменные колпачки 7 и 8 различаются выполнением. В колпачке 8 отсутствуют отверстия, и он используется при хранении электрода,

при этом туда заливается насыщенный раствор КС1. Колпачок 7 перфорирован, он навинчивается при работе, при этом через отверстия осуществляется контакт электрода с окружающей водой.

Специальные измерительные электроды конструкции ИЗМИРАН несколько упрощены по сравнению с электродами ЭМИТа и меньше их по размерам. Основные узлы у них аналогичны, отличия состоят в форме корпуса, а также в том, что стаканчик с пастой хлористого серебра обернут фланелевой прокладкой и контактирует с окружающей водой через сквозные прорези в корпусе.

Кроме традиционных хлорсеребряных электродов при измерениях находят применение хлорсвинцовые. Известны также попытки использования электродов из чистого свинца, состаренных пропусканием переменного тока, а также угольных электродов. Из всех этих вариантов наилучшими метрологическими свойствами все же обладают хлорсеребряные электроды. Тем не менее, и для них характерен ряд специфических особенностей, приобретающих очень важное значение при измерениях на длинных базах, когда подобранная пара электродов попадает в различающиеся термохалинные условия. Для каждого электрода характерна зависимость его собственного потенциала от температуры T и солености S воды. При различиях T и S между электродами появляется разность потенциалов (собственная ЭДС), которая в реальных условиях может достигать нескольких милливольт даже у тщательно подобранной пары.

Собственный потенциал электрода зависит от значений температуры как на внешней (между пастой и морской водой), так и на внутренней (между пастой и серебряным электродом) поверхностях. При скачкообразном изменении температуры среды изменения потенциала могут оцениваться эмпирическим выражением

$$\Delta\varphi_c = k_1\Delta T_1 + k_2\Delta T_2, \quad (3.3)$$

где ΔT_1 — изменение температуры внутренней поверхности; ΔT_2 — изменение температуры внешней поверхности.

Значения коэффициентов, выявленные для электродов ИЗМИРАН, составляют: $k_1 = 0,294$ мВ/К, $k_2 = 0,054$ мВ/К.

При случайных вариациях температуры среды значения ΔT_1 и ΔT_2 могут не совпадать из-за инерционности стаканчика с пастой, тем самым в реальных условиях $\Delta\varphi_c$ оказывается практически неизвестной.

Солевая чувствительность электродов связана преимущественно с электродиффузионным эффектом, заключающимся в возникновении разности потенциалов на границах раздела жидкостей с различной концентрацией солей. При измерениях в воде этот эффект проявляется незначительно, поскольку различия в солёности при типичных значениях измерительных баз, как правило, не существенны. Однако он важен при измерениях со льда, когда электроды помещают в лунки, и в лунках могут создаваться различия солёности за счёт таяния льда.

Важна также солевая инерционность электродов, которая может достигать нескольких суток, что требует обязательной предварительной подготовки выбранных пар длительной выдержкой их в воде той солёности, в которой планируется проведение измерений.

В связи с рассмотренными особенностями возникает целесообразность расположения электродов как можно ближе друг к другу, чтобы обеспечить для них одинаковые термохалинные условия. В предельном случае это приводит к конструкциям (рис. 3.2), где электроды 2 и 6 помещены по обе стороны от перегородки 1, а измерительная база создается диэлектрическими трубами 3 и 5, заполненными окружающей водой. Такая конструкция получила название «солевого моста».

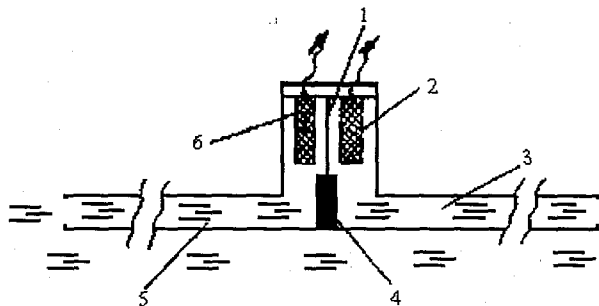


Рис. 3.2. Преобразователь типа «солевой мост».

Для контроля собственной ЭДС применяемой пары электродов в устройстве предусмотрен клапан 4 (гидроключ). При закрытом состоянии клапана электроды подключены к концам измерительной базы, а при открытом – замкнуты между собой, при этом на выход поступает величина собственной ЭДС.

Недостатки электродов привели к разработке преобразователей, у которых отсутствует непосредственный гальванический контакт с водой. В конструкции, получившей название емкостного зонда, металлический стержень покрыт слоем изоляции и представляет собой не что иное, как цилиндрический конденсатор, внешней обкладкой которого является морская вода. Для двух таких стержней, расположенных на базе L , выходной сигнал (разность потенциалов $\Delta\phi$) связан с напряженностью электрического поля в воде следующим выражением:

$$\Delta\phi = E_0 L \frac{\omega\tau_e}{\sqrt{1 + \omega^2\tau_e^2}} \cos\alpha, \quad (3.3)$$

где ω – круговая частота поля; τ_e – постоянная времени входной цепи измерителя, определяемая произведением входного сопротивления на емкость зонда.

В связи с этим емкостные зонды могут быть использованы только для переменных полей ($\omega \neq 0$), при этом целесообразно применение измерителей с как можно большим значением входного сопротивления, в предельном случае – с электрометрическим входом.

Отсутствие гальванических контактов с водой характерно также для токовых преобразователей, которые позволяют определять плотность тока проводимости j через поверхность с известной площадью и в соответствии с зависимостью (3.1) – напряженность $E_0 = \frac{j}{\gamma}$.

Конструкция токового преобразователя представляет собой тороидальный магнитопровод с измерительной обмоткой, помещаемый в изучаемую среду. Индуцируемая в обмотке ЭДС пропорциональна току, проходящему через внутренний объем тороида, и частоте поля. Для повышения чувствительности внутрь тороида помещают длинный металлический стержень – концентратор тока. Как и емкостные зонды, токовые преобразователи могут использоваться только для измерений в переменных полях ($\omega \neq 0$).

В последнее время разработан ряд оригинальных конструкций, где использованы наиболее удачные приемы из рассмотренных выше и реализованы некоторые новые решения, что позволило создать измерители с малой базой и высокой разрешающей способностью.

Двухкомпонентный преобразователь (рис. 3.3), описанный в работе [29], предназначен для высокоточных измерений напряженности электрического поля на базе порядка 1 м. Преобразователь выполнен в виде кубической конструкции из стеклопластика 1, облицованного диэлектрическими экранами 2 из оргстекла. Внутри корпуса расположены: синхронный электродвигатель 4 с синхронизатором 3, установленные в массивном основании 5; вращающийся гидроключ 7 на оси 6, связанной с двигателем; блок чувствительных элементов 9 с кабельными вводами 12.

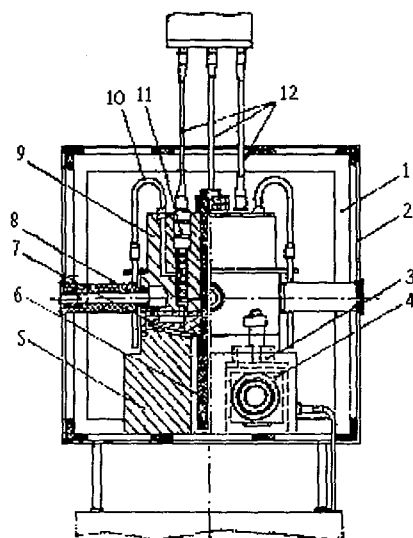


Рис. 3.3. Преобразователь с объемной базой.

В качестве чувствительных элементов использованы четыре неполяризующихся электрода 11, уровень заполнения которых регулируется с помощью отводных трубок 10. Соединение блока чувствительных элементов с окружающей водой обеспечивается через гидроканалы 8.

Гидроключ 7 состоит из активной и пассивной частей. Пассивная (неподвижная) часть выполнена в виде диска из оргстекла с системой отверстий. Четыре внутренних отверстия состыкованы с рабочими

торцами неполяризующихся электродов, а четыре внешних – с концевыми участками гидроканалов 8. Активная (вращающаяся) часть также выполнена из оргстекла и содержит систему вырезов, размеры которых соответствуют расстояниям между отверстиями в пассивной части. В результате вращения гидроключ периодически замыкает накоротко соответствующие пары электродов, отсоединяя их от гидроканалов. Сигнал в этом случае отображает ЭДС пары, обусловленную электрохимическими различиями электродов. Измерительный сигнал формируется в таком положении гидроключа, когда электроды подключены к гидроканалам, как показано на рисунке, а внутренняя связь между ними разорвана. Таким образом, за один период переключения на выход преобразователей поступает информация о сумме собственной ЭДС электродов и измеряемой разности потенциалов (при подключении к гидроканалам) и о значении собственной ЭДС (при замыкании электродов). Несложная обработка информации позволяет разделить измеряемую разность потенциалов и собственную ЭДС, а при необходимости обеспечить компенсацию собственной ЭДС.

Подобного типа преобразователи получили название преобразователей с объемной базой. Сущность объемной базы заключается в следующем. Если в проводящую среду с электрическим полем внести однородное диэлектрическое тело, например, сферу, то это приведет к искажениям поля, которые, однако, оказываются практически постоянными и могут быть легко определены, в частности, расчетным путем. В таком случае измерения на базах, расположенных по осям симметрии тела, будут достаточно корректными. При этом эффект «емкостного зонда» (влияние электростатической индукции) несущественен.

Разность потенциалов между двумя осесимметричными точками в окрестностях сферы может быть определена по выражению

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 2E_0 \left(r + \frac{R^3}{2r^2} \right) \cos\Theta, \quad (3.4)$$

где E_0 – напряженность неискаженного поля; R – радиус сферы; r – расстояние от центра сферы до данной точки; Θ – угол между радиус-вектором данной точки и вектором напряженности измеряемого электрического поля.

Тем самым, по измерениям разности $(\varphi_1 - \varphi_2)$ на базе $2r$ может быть определено действительное значение напряженности E_0 . Причем в самом общем случае (при неизвестной ориентации вектора E_0) измерения должны осуществляться на трех взаимно ортогональных базах.

Рассмотренными особенностями, собственно, и обуславливаются возможности измерений с объемными базами. Причем диэлектрическая сфера не является наиболее удобной формой корпуса преобразователя. Лучшим вариантом является куб, для которого коэффициент при E_0 в зависимости $\Delta\varphi(E_0)$ равен $2a$, где a — длина ребра куба, при этом измерительные базы должны проходить через центры противоположных граней. Именно такой вариант конструкции реализован в рассмотренном выше двухкомпонентном преобразователе.

Использование гидроключа, характерное для «солевых мостов» и преобразователей с объемной базой, имеет некоторые специфические особенности, налагающие ряд требований к конструкции. Несмотря на тщательную шлифовку вращающейся и неподвижной частей гидроключа при разомкнутом состоянии его сопротивление не является бесконечно большим, а составляет $10^5 \dots 10^6$ Ом. Аналогично при замкнутом состоянии сопротивление не равно нулю, а обусловлено активным сопротивлением воды в соединительных прорезях. В целом, эквивалентная схема преобразователя с гидроключом может быть представлена в виде сочетания источника измеряемой ЭДС e_0 , имеющего внутреннее сопротивление R_0 (рис. 3.4), сопротивлениями участков гидроканалов измерительной базы $R_r/2$, сопротивлением гидроключа в открытом (R_1) и закрытом (R_2) состояниях, источниками ЭДС электродов e_1 и e_2 и нагрузочным сопротивлением R_n . При этом возможны два варианта конструкции. В первом из них (рис. 3.4, а), характерном для «солевых мостов» при закрытом состоянии ключа электроды присоединены к измерительной базе и на выход преобразователя поступает суммарное напряжение

$$u_1 = \frac{e_0 r_2}{r_2 + R_r} + (e_1 - e_2), \quad (3.5)$$

где $r_2 = \frac{R_2 R_n}{R_2 + R_n}$, а $R_0 \approx 0$.

При открытом состоянии электроды замыкаются на малое сопротивление R_1 , оставаясь при этом подсоединенными к измерительной базе. Величина выходного напряжения

$$u_2 = \frac{e_0 r_1}{r_1 + R_r} + (e_1 - e_2), \quad (3.6)$$

где $r_1 = \frac{R_1 R_n}{R_1 + R_n}$.

Измеряемая напряженность поля определяется отношением величины e_0 к эквивалентной длине измерительной базы $l_{\text{экв}}$:

$$E_0 = \frac{e_0}{l_{\text{экв}}} = \frac{u_1 - u_2}{l_{\text{экв}}} \left/ \left(\frac{1}{1 + \frac{R_r}{R_2}} - \frac{1}{1 + \frac{R_r}{R_1}} \right) \right. = \frac{u_1 - u_2}{kl_{\text{экв}}} \quad (3.7)$$

при $R_r \ll R_n$.

Величина k является передаточным коэффициентом преобразователя. Поскольку сопротивление R_2 может существенно изменяться из-за качества шлифовки поверхности, то это приводит к изменениям k . Чтобы уменьшить этот недостаток целесообразно устанавливать следующие примерные соотношения сопротивлений: $R_r/R_1 \approx 5 \dots 50$, $R_r/R_2 = 0,04 \dots 0,001$, при одинаковых вариациях R_2 изменчивость k уменьшается при большем значении R_r/R_1 .

Во втором варианте конструкции (рис. 3.4, б) при открытом состоянии ключа электроды по-прежнему замыкаются на малое сопротивление R_1 , но отсоединяются от измерительной базы, т.е. между этой цепью и базой появляются большие сопротивления разомкнутого ключа R_2 . Практически это означает не что иное, как наиболее эффективное выполнение вышерассмотренных рекомендаций, и влияние изменчивости R_2 на k становится минимальным.

Именно такой вариант конструкции применен в описанном выше двухкомпонентном преобразователе, что позволило обеспечить в нем порог чувствительности до 0,1 мкВ/м при длине ребра куба, равной 0,5 м [29].

При всех своих несомненных достоинствах преобразователи с гидроключами имеют явный недостаток – наличие электромехани-

ческих узлов, затрудняющих эксплуатацию и требующих значительного расхода энергии. В связи с этим представляются весьма перспективными разработки, где компенсация собственной ЭДС электродов производится не за счет переключения либо модуляций измерительной базы, а путем модуляции электрического поля в измерительной области.

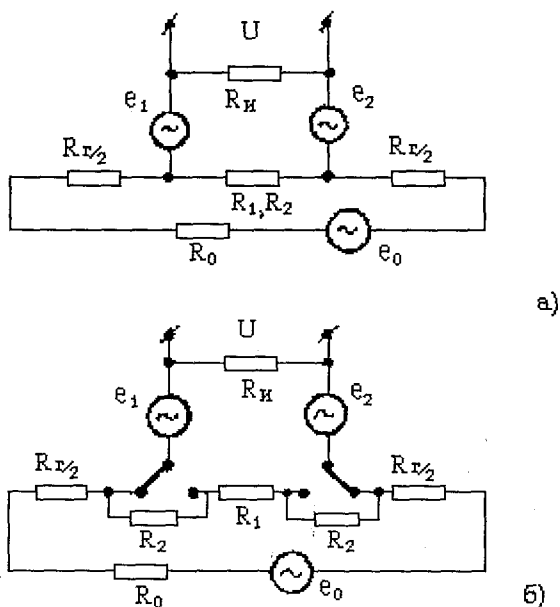


Рис. 3.4. Эквивалентные схемы преобразователей с гидроключом.

В частности, известна конструкция, содержащая дополнительные компенсирующие электроды, на которые периодически подается напряжение, пропорциональное сигналам с дополнительного токового преобразователя измеряемого электрического поля, т.е. в этой ситуации на измерительной базе компенсируется ЭДС среды, и с измерительных электродов снимается сигнал, соответствующий значению их собственной ЭДС. При отключении цепи компенсации сигнал пропорционален суммарной ЭДС. Как и в преобразователях с гидроключами, последующая обработка информации позволяет

здесь выделить действительное значение измеряемой напряженности поля.

Выполненный обзор конструкций измерительных устройств, естественно, не является полным, а лишь демонстрирует основные принципы и тенденции совершенствования приборов.

3.2. Методы измерений магнитной составляющей электромагнитного поля

3.2.1. Методические особенности измерений

В океанологических задачах наибольший интерес представляют исследования не собственно магнитного поля Земли (МПЗ), а его вариаций, причем преимущественно тех вариаций, которые связаны с гидрофизическими и в целом с геофизическими источниками [27]. Диапазон частот исследуемых вариаций при этом довольно широк и составляет примерно от 0,001 до 200 Гц, но эти границы никак нельзя рассматривать как жесткие. При столь широком диапазоне весьма трудно (хотя и возможно) выделить некоторые универсальные средства преобразования измеряемой величины. Как правило, при проведении экспериментов преобразователи выбираются в соответствии с поставленными, обычно более узкими по частотному диапазону, задачами. Дополнительная особенность состоит еще в том, что амплитуды исследуемых вариаций довольно малы (обычно не более 10^1 нТл), что требует высоких порогов чувствительности у преобразователей – порядка 0,1...0,01 нТл. Значение же постоянной составляющей индукции МПЗ, как известно, составляет $\approx 5 \cdot 10^4$ нТл. При коэффициенте преобразования, не зависящем от частоты, эти условия предопределяют высокие требования к классу точности преобразователя ($\pm 2 \cdot 10^{-4}$... $2 \cdot 10^{-5}\%$), что для многих известных конструкций в настоящее время просто недостижимо. В связи с этим, несмотря на наличие довольно большого количества прецизионных разработок и области магнитометрии, наряду с ними в геофизических экспериментах находят применение более простые преобразователи, например, в виде индукционной петли, либо многовитковой катушки с сердечником, которые позволяют в принципе избавиться от постоянной составляющей МПЗ и тем самым при значительно меньшем классе точности добиться достаточно корректного результата.

В отличие от средств измерений электрической составляющей измерители магнитного поля являются *локальными*, т.е. не требуют

разнесенной по пространству измерительной базы. В связи с этим многие трудности, характерные для использования длинных баз в буксируемом и зондирующем вариантах, при магнитных измерениях становятся мало значимыми. Однако это не означает, что магнитные измерения в море являются методически более простыми. Причина этого – в уже отмечавшихся особенностях измерений, а именно в том, что необходимо измерять довольно малые по амплитуде вариации на фоне большой постоянной составляющей МПЗ. Ведь независимо от того, какое измерительное устройство используется (чувствительное или нечувствительное к постоянной составляющей), вариации его расположения относительно вектора индукции МПЗ закономерно приводят к появлению помех. Лишь жесткий стационарный вариант измерений получается достаточно корректным.

Характерный пример появления помех при использовании нечувствительных к постоянной составляющей МПЗ измерительных устройств подробно рассматривается в этом разделе применительно к преобразователям в виде индукционной петли, располагаемой на поверхности ледяного покрова.

Все сказанное относится, естественно, к *векторным* измерительным устройствам, которые преимущественно используются на практике, поскольку задачи гидрофизических измерений, как правило, требуют выделения составляющих вектора магнитного поля. Однако наряду с ними существуют конструкции устройств для *модульных* измерений, в частности, некоторые из модификаций квантовых магнитометров. Несомненно, что их использование методически проще и корректнее, но круг экспериментальных задач, решаемых с их помощью, весьма ограничен.

3.2.2. Технические средства измерений. Измерительные преобразователи магнитного поля и его вариаций

Преобразователи в виде индукционной петли. Типичный преобразователь выполняется из изолированного провода, располагаемого на неподвижном основании, например, на поверхности льда в виде круга (рис. 3.5) из одного (*а*) либо нескольких (*б*) витков.

В случае, если магнитное поле в пространстве, охватываемом петлей, однородно, можно записать

$$e_k = -w_k \frac{d\Phi}{dt} = -w_k S_k \frac{dB}{dt} \cos(\mathbf{B}, \mathbf{n}) = -w_k S_k \mu_0 \frac{dH}{dt} \cos(\mathbf{B}, \mathbf{n}), \quad (3.8)$$

где e_k — значение ЭДС на выходе петли; w_k — количество витков; Φ — магнитный поток; S_k — площадь петли; $(\mathbf{B}, \mathbf{n})$ — угол между векторами индукции $\mathbf{B}$ и нормалью $\mathbf{n}$ к поверхности петли.

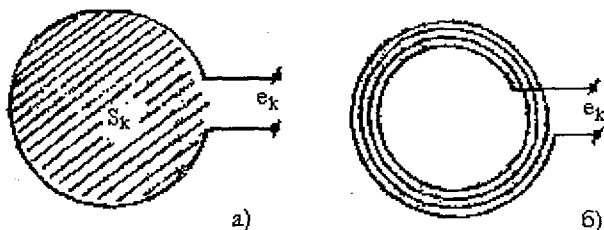


Рис. 3.5. Преобразователи в виде индукционной петли.

В связи с тем, что выходной сигнал пропорционален первой производной напряженности магнитного поля H по времени, чувствительность преобразователя оказывается функцией частоты ЭМ поля.

Действительно, если $H = H_m \sin 2\pi f t$, то чувствительность

$$\frac{de_{k_m}}{dH_m} = -2\pi f w_k S_k \mu_0 \cos(\mathbf{B}, \mathbf{n}), \quad (3.9)$$

где f — циклическая частота; e_{k_m} — амплитудное значение ЭДС;

H_m — амплитудное значение напряженности.

При этом ЭДС e_k сдвинута по фазе относительно H на угол $\pi/2$.

Широкополосный сигнал в такой ситуации, естественно, будет преобразовываться со значительными искажениями. Однако, поскольку зависимость (3.9) линейна и известна, то при последующей обработке результатов, в частности, при спектральном анализе вариаций, эти искажения могут быть скорректированы.

В некоторых устройствах нашли применение методы автоматической коррекции чувствительности. Основная их сущность со-

стоит в применении масштабного преобразователя с коэффициентом передачи, обратно пропорциональном частоте.

Многовитковые петли используются значительно реже, чем одновитковые. Дело в том, что при одной и той же длине провода более выгодно увеличение чувствительности за счет увеличения площади S_k , а не за счет количества витков w_k . Конечно, все это справедливо лишь при сохранении условия однородности поля в объеме петли.

В неоднородных полях эффективный магнитный поток $\Phi_{\text{эф}}$ определяется выражением

$$\Phi_{\text{эф}} = \int_{(S_k)} B \cos(\mathbf{B}, \mathbf{n}) dS. \quad (3.10)$$

Это приводит к тому, что чувствительность преобразования оказывается практически ненормированной. В таком случае целесообразнее использовать многовитковые петли с малой площадью.

При измерениях в натуральных условиях, как уже отмечалось, важное значение приобретают изменения расположения (вибрация) преобразователей, что может создавать значительные сигналы помехи. Рассмотрим это применительно к одновитковой петле, расположенной на горизонтальном основании, например, на поверхности льда (рис. 3.6). Площадь петли равна S_k . Вектор постоянной составляющей индукции МПЗ $\mathbf{B}$ составляет угол α с нормалью к плоскости петли.

При плоскопараллельных перемещениях петли, например, в направлении OO' (рис. 3.6, а), сигнал помехи на выходе петли будет отсутствовать, поскольку при этом равны нулю изменения магнитного потока:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{d[B_3 S_k \cos \alpha]}{dt} = 0, \quad (3.11)$$

так как $B_3 = \text{const}$, $S_k = \text{const}$ и $\cos \alpha = \text{const}$.

Сигнал помехи E появится в том случае, если петля будет изменять наклон по отношению к вектору B_3 , т.е. при $\cos \alpha = \text{var}$.

Величина E_n при этом

$$E_n = -B_3 S w_k \frac{d(\cos \alpha)}{dt}, \quad (3.12)$$

где w_k — количество витков.

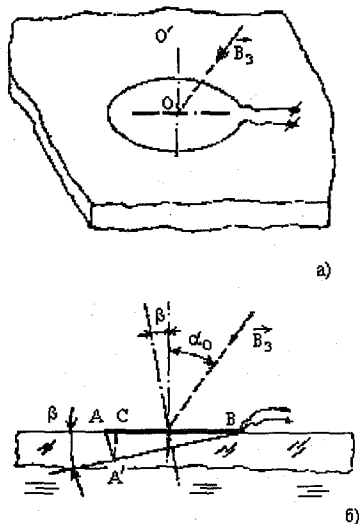


Рис. 3.6. Схема возникновения помехи от изменений положения.

Представим $\alpha = \alpha_0 + \beta$, где $\alpha_0 = \text{const}$ — исходная величина угла, а β — приращение этой величины (рис. 3.6, б). Тогда

$$\frac{d(\cos \alpha)}{dt} = \cos \alpha_0 \frac{d(\cos \beta)}{dt} - \sin \alpha_0 \frac{d(\sin \beta)}{dt}.$$

Поскольку $[AB] = D$ — диаметр петли, а $[A'C]$ обозначим $h(t)$, то, используя геометрические соотношения, нетрудно получить

$$\frac{d(\cos\alpha)}{dt} = -\frac{dh(t)}{dt} \left[\frac{\cos\alpha_0}{D} \frac{h(t)}{\sqrt{D^2 - h(t)^2}} + \frac{\sin\alpha_0}{D} \right]. \quad (3.13)$$

Учитывая, что $h(t) \ll D$, получим приближенную результирующую зависимость E_n от скорости перемещений точки A (при неподвижной точке B):

$$E_n \cong \frac{1}{4} \pi D w_k B_3 \sin\alpha_0 \frac{dh(t)}{dt}. \quad (3.14)$$

Естественно, полученные оценки справедливы для ситуации, когда петля достаточно надежно скреплена со сплошным основанием (в данном случае – ледяным полем) и перемещается целиком вместе с ним. Если же отдельные участки петли могут перемещаться самостоятельно, например, находятся в воде и колеблются под действием волнения, то в таком случае следует рассматривать не петлю целиком, а участок провода конечной длины l , перемещающийся в постоянном МПЗ с периодически изменяющимся вектором скорости V . В этом участке возникнет переменная ЭДС E_l , пропорциональная l и составляющей скорости по нормали к проводу

$$E_l = B_{3n} V l \sin\theta, \quad (3.15)$$

где θ – угол между вектором V и осью участка провода; B_{3n} – составляющая индукции МПЗ по нормали к вектору V .

Поскольку $l \ll D$, то при близких скоростях перемещений оказывается $E_l \ll E_n$. Но в реальных условиях скорости все же существенно различны, причем $V \gg \frac{dh(t)}{dt}$, поэтому обычно помеха E_l ,

намного опаснее. В связи с этим при проведении измерений с помощью петли все ее участки тщательно закрепляются.

Преобразователи в виде многовитковой катушки с ферромагнитным сердечником. Достоинством таких преобразователей является возможность использования в неоднородных ЭМ полях и высокая чувствительность, обусловленная применением концентратора поля – ферромагнитного сердечника. Зависимость выходной ЭДС e_k катуш-

ки от напряженности поля H в отличие от выражения (3.8) включает эффективную магнитную проницаемость сердечника $\mu_{\text{эф}}$:

$$e_k = -w_k S_k \mu_0 \mu_{\text{эф}} \cos(\mathbf{B}, \mathbf{n}) \frac{dH}{dt}, \quad (3.16)$$

которая существенно больше единицы, что и обуславливает повышение чувствительности.

Здесь при измерениях важное значение приобретает индуктивность преобразователя. При работе на согласованную активную нагрузку R_H (входное сопротивление измерителя напряжения) регистрируемый выходной сигнал преобразователя отличается от e_k и составляет

$$u_{\text{вых}} = \frac{e_k R_H}{\sqrt{(R_H + R_w)^2 + 4\pi^2 f^2 L_n^2}}, \quad (3.17)$$

где L_n — индуктивность; R_w — активное сопротивление обмотки.

Для преобразователей в виде катушек с ферромагнитными сердечниками уровни вибрационных помех, как правило, выше, чем у индукционной петли. Дело в том, что у них появляется ряд дополнительных факторов, приводящих к вариациям ЭДС. Причем некоторые из этих факторов иногда более важны, чем изменения угла наклона по отношению к вектору $\mathbf{B}$. Если катушка намотана на жесткий каркас, а сердечник находится внутри каркаса, то к вариациям ЭДС приводят изменения взаимного положения каркаса и сердечника. Для уменьшения этого влияния целесообразно увеличение жесткости крепления между каркасом и сердечником. Второй значительный фактор — магнитоупругий эффект в сердечнике. При воздействии вибрации происходят изменения магнитной проницаемости сердечника и, следовательно, изменения магнитного потока в объеме ИП. Величина сигнала помехи, вызванного изменениями $\mu_{\text{отн}}$ в некоторых конструкциях может более чем на порядок превышать помеху от изменений угла наклона.

Кроме помех, связанных с механическими воздействиями, в ИП индукционного типа возникают помехи, вызванные электрическими полями. В частности, катушка с ферромагнитным сердечником, предназначенная для измерений в инфранизкочастотном диапазоне, обычно имеет довольно большую длину (до 1 м), и, тем самым, мо-

жет рассматриваться не только как магнитный, но также и как электрический диполь. При наличии в среде электрического поля с напряженностью E_m величина возникающего в ИП сигнала помехи от воздействия E_m может быть оценена по выражению

$$e_n = E_m l_3 \sin \Theta \frac{z_1}{z_1 + z_3}, \quad (3.18)$$

где l_3 – эквивалентная длина ИП как электрического диполя; Θ – угол между вектором E_m и осью ИП; z_1 – индуктивное сопротивление обмотки ИП; z_3 – сопротивление ИП как электрического диполя.

При неизменных параметрах ИП сигнал e_n возрастает с увеличением частоты, поскольку при этом уменьшается соотношение z_3/z_1 . Основным способом уменьшения влияния электрических полей на характеристики ИП является использование электрических экранов. Кроме этого, целесообразно уменьшать соотношение между длиной катушки и длиной сердечника: длинный сердечник улучшает чувствительность к магнитному полю, помеха же от электрических полей воспринимается только катушкой. Рекомендуется также применять секционную намотку катушки с соответствующим симметричным подключением секций к входной цепи измерительного устройства.

Вращающиеся преобразователи индукционного типа. Зависимость чувствительности от частоты ЭМ поля значительно ограничивает возможности индукционных преобразователей. В частности, их нельзя использовать при исследованиях сравнительно медленных вариаций, характерных для ветрового волнения, зыби и т.д. Повышение чувствительности на частотах менее 1 Гц, а также обеспечение возможности измерений постоянной составляющей индукции МПЗ и ее вариаций достигается путем вращения преобразователя в заданном направлении с заданной постоянной скоростью. В типичной конструкции (рис. 3.7, а), содержащей многовитковую рамку 1, установленную на оси 2 электродвигателя 4, вращение рамки обеспечивается в плоскости, параллельной вектору B_3 . ЭДС, возникающая в рамке, как и ранее, пропорциональна изменениям магнитного потока

$$e_k = -w_k \frac{d\Phi}{dt}. \quad (3.19)$$

Поскольку при $B_3 = \text{const}$ во вращающейся системе

$$\frac{d\Phi}{dt} = -B_3 S_k \sin\alpha \frac{d\alpha}{dt}, \quad (3.20)$$

то при заданной скорости вращения Ω значение угла между осью рамки и вектором $\mathbf{B}_3$, будет соответственно равно Ωt , а его изменчивость $\frac{d\alpha}{dt} = \Omega$. В этом случае на выходе рамки возникает переменная ЭДС с частотой Ω

$$e_k = e_{k_m} \sin \Omega t = w_k B_3 S_k \Omega \sin \Omega t, \quad (3.21)$$

а чувствительность преобразования

$$\frac{de_k}{dB_3} = w_k S_k \Omega, \quad (3.22)$$

пропорциональна скорости вращения и является постоянной величиной.

Если $B_3 \neq \text{const}$, а содержит периодические вариации с частотой ω и амплитудой B_m

$$B_3 = B_{30} + B_m \sin \omega t, \quad (3.23)$$

то

$$e_k = (B_{30} + B_m \sin \omega t) w_k S_k \Omega \sin \Omega t - \\ - B_m w_k S_k \omega \cos \omega t \cos \Omega t, \quad (3.24)$$

т.е. появляется изменчивость чувствительности. Однако, при $\omega \ll \Omega$ этой изменчивостью в большинстве случаев можно пренебречь.

Наибольшую трудность при реализации вращающихся преобразователей вида (рис. 3.7, а) представляет съем сигнала e_k . В наиболее простом случае это осуществляется с помощью контактного коллектора 3. Однако при этом возникают помехи, снижающие возможный порог чувствительности. Более целесообразен бесконтактный съем сигнала (рис. 3.7, б). В этой конструкции рамка 1 подключена к катушке 2. Они расположены на одной оси и вращаются совместно. Однако катушка 2 изолирована от влияния внешнего магнитного поля.

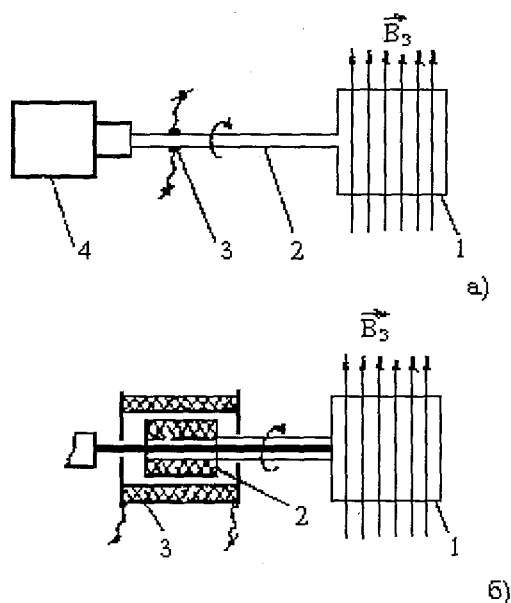


Рис. 3.7. Вращающиеся преобразователи.

Поскольку цепь замкнута, то индуцируемая в рамке 1 ЭДС e_k обуславливает прохождение тока по катушке 2. Вследствие индуктивной связи магнитное поле этого тока вызывает появление ЭДС в неподвижной катушке 3 (e_3). ЭДС e_3 используется как сигнал измерительной информации. Уровень помех, возникающих в бесколлекторной конструкции, существенно ниже, чем при наличии контактного коллектора. Однако здесь все равно существует ограничение по порогу чувствительности, связанное с тем, что сигнал помехи формируется на нечетных гармониках сигнала измерительной информации, причем преимущественно на его первой гармонике.

По сравнению с рассмотренными конструкциями лучшими свойствами обладают так называемые четногогармонические преобразователи. Из них получили распространение α -преобразователи, где периодически изменяется угол между вектором $\vec{B}_3$ и осью чувствительного элемента, и S -преобразователи, где изменяется площадь элемента.

Вращающийся четногармонический преобразователь (α -преобразователь Барнетта). Особенностью этого преобразователя является возможность принципиального разделения частот информационного сигнала и помех, создаваемых электроприводом цепи вращения. Это позволяет обеспечить весьма низкий порог чувствительности — до 10^{-10} Тл.

В схематичном изображении преобразователя такого типа (рис. 3.8, а) содержит короткозамкнутое кольцо 2, вращающееся внутри неподвижной обмотки 1. Вращение обеспечивается двигателем 3. Если система находится во внешнем магнитном поле с индукцией B_z и ось обмотки совпадает с направлением вектора B_z , то внутри витка 2 индуцируется ЭДС и соответственно появляется ток. Магнитное поле этого тока изменяется с одинаковой частотой как по модулю, так и по направлению. В результате проекция вектора индукции этого поля на ось обмотки будет пропорциональна $\cos^2 \Omega t$, где Ω — частота вращения. При $B_z = \text{const}$ суммарный магнитный поток через обмотку составит

$$\Phi_{\Sigma} = B_z S - B_z S \cos^2 \Omega t = 0,5 B_z S (1 - \cos 2\Omega t) \quad (3.25)$$

при пренебрежении активным сопротивлением короткозамкнутого витка, т.е. имеет в два раза большую частоту, чем частота вращения, что, собственно, и позволяет легко избавиться от помех на частоте Ω . *Вибрационные преобразователи.* В вибрационных преобразователях также обеспечивается частотное разделение сигнала и помехи, но модуляция сигнала выполняется путем периодических изменений площади сечения чувствительного элемента, т.е. они являются S -преобразователями. Типичная конструкция (рис. 3.8, б) содержит цилиндр 3 из сегнетокерамики, например, типа PbZrO_3 , на котором укреплена воспринимающая катушка 4. Electroды возбуждения 1 и 2 нанесены на внутренней и внешней поверхности цилиндра, причем внешний электрод 1 образует короткозамкнутое кольцо, а внутренний 2 имеет разрыв по всей длине цилиндра. Подключение электродов к источнику переменной ЭДС приводит к радиальным колебаниям цилиндра, при этом изменяется площадь кольца 1.

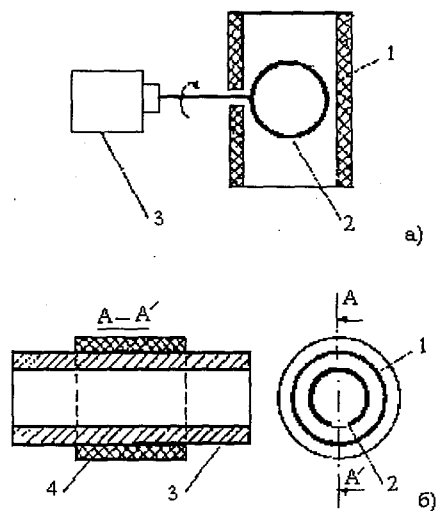


Рис. 3.8. Четногармонические преобразователи.

Соответственно наводимая в обмотке ЭДС равна

$$e_k = -w_k \frac{d\Phi_{\Sigma}}{dt} = w_k \Omega S B_3 \sin 2\Omega t, \quad (3.26)$$

Если преобразователь находится во внешнем поле с индукцией B_3 , то в таком случае в кольце наводится ЭДС и проходит переменный ток. Магнитное поле этого тока, как и в предыдущей конструкции, вызывает появление ЭДС в воспринимающей катушке 4. В результате ЭДС в катушке пропорциональна B_3 и используется как сигнал измерительной информации.

Частота радиальных колебаний цилиндра равна удвоенной частоте возбуждающей ЭДС. Тем самым и ЭДС сигнала на выходе катушки 4 тоже имеет удвоенную частоту.

Чувствительность вибрационного преобразователя рассмотренной конструкции определяется выражением

$$\left| \frac{de_{k_m}}{dB_3} \right| = \pi R_0^2 \Omega M_{21} E_m^2 Q w_k, \quad (3.27)$$

где R_0 – радиус цилиндра; Ω – частота возбуждения; M_{21} – коэффициент электрострикции; E_m – амплитуда электрического поля возбуждения; Q – механическая добротность цилиндра; w_k – число витков воспринимающей катушки.

Реальное значение чувствительности может достигать 2 В/Тл. Однако метрологические свойства все же хуже, чем у вращающихся четногармонических преобразователей. Это связано с трудностями обеспечения стабильной амплитуды колебаний цилиндра.

Феррозондовые преобразователи. Принцип искусственной модуляции измеряемого магнитного потока с выделением четногармонического сигнала измерительной информации получил свое дальнейшее развитие в феррозондовых преобразователях, которые в настоящее время рассматриваются как один из наиболее перспективных видов средств измерения слабых постоянных и медленно изменяющихся магнитных полей. Чувствительность феррозондов практически не зависит от частоты, при этом достигнутый в лучших конструкциях порог чувствительности составляет 0,1... 0,01 нТл.

Конструктивно феррозонд представляет собой устройство, состоящее из одного или двух ферромагнитных сердечников 1 с распределенными по их длине обмотками возбуждения 3 и 4 и измерения 2 (рис. 3.9, а). Обмотки возбуждения при наличии двух сердечников включены последовательно и встречно. Обмотка измерения охватывает оба сердечника.

Сущность процессов, происходящих в феррозондовом преобразователе, обусловлена взаимодействием в объеме обоих сердечников внешнего (измеряемого) поля и вспомогательного переменного поля, формируемого током, подаваемым в обмотки возбуждения. При взаимодействии полей в измерительной обмотке наводится ЭДС, величина которой характеризует внешнее измеряемое поле. Можно считать, что при соответствующих размерах сердечник феррозонда намагничивается под действием проекции внешнего поля на его продольную ось и совершенно нечувствителен к магнитным полям, направленным поперек продольной оси. В результате феррозонд во внешнем магнитном поле обладает диаграммой направленности, и ЭДС, индуцируемая в измерительной обмотке, будет пропорциональна проекции внешнего магнитного поля на ось феррозонда. Величина этой ЭДС может быть определена из следующего соотношения:

$$e = -w_n \frac{d\Phi}{dt} = -w_n \frac{d}{dt} (H_0 \mu S_n) = -H_0 S_n \mu_0 w_n \frac{d\mu_d}{dt}, \quad (3.28)$$

где w_n – число витков измерительной обмотки; Φ – магнитный поток в сердечнике; H_0 – проекция напряженности измеряемого поля на продольную ось феррозонда; S_n – площадь поперечного сечения сердечника; μ_d – дифференциальная магнитная проницаемость сердечника.

Вспомогательное поле, формируемое переменным током в обмотках возбуждения, вызывает периодические изменения дифференциальной магнитной проницаемости μ_d , и именно в результате этого обеспечивается чувствительность феррозонда к $H_0 = \text{const}$ и к сравнительно медленным вариациям H_0 .

Дифференциальная магнитная проницаемость μ_d связана с эффективной проницаемостью $\mu_{\text{эф}}$ и соответственно с $\mu_{\text{отн}}$:

$$\mu_d = \frac{d}{dH} [H \mu_{\text{эф}}(H)] = \mu_{\text{эф}}(H) + H \frac{d\mu_{\text{эф}}(H)}{dH}, \quad (3.29)$$

т.е. $\mu_d = \mu_{\text{эф}}$ только в случаях $H = 0$ либо $d\mu_{\text{эф}}(H)/dH = 0$. В общем случае $\mu_d \neq \mu_{\text{эф}}$, причем нелинейность связи $\mu_d(H)$ выражена значительно сильнее, чем у $\mu_{\text{эф}}(H)$.

У феррозондов могут быть реализованы два режима работы. В первом из них в цепь возбуждения подается сумма слабого переменного и сильного постоянного токов. В таком случае значение μ_d (рис. 3.9, б) смещается в сторону H_s и, благодаря наличию слабой переменной составляющей, обеспечивается требуемая периодическая изменчивость μ_d в каждом из сердечников. В отсутствие внешнего поля влияние этих изменений на сигнал в измерительной обмотке взаимно скомпенсировано и $e_k = 0$. При $H_0 \neq 0$ и соответственно $B_0 = \mu H_0 \neq 0$ вследствие нелинейности зависимости $\mu_d(H)$ возникают различия в изменчивости μ_d у обоих сердечников, а в результате – ЭДС в измерительной обмотке, пропорциональная B_0 . Однако этот режим сравнительно редко используется. Как следует из описанного принципа, он требует очень высокой стабилизации постоянной составляющей тока возбуждения, что не всегда осуществимо.

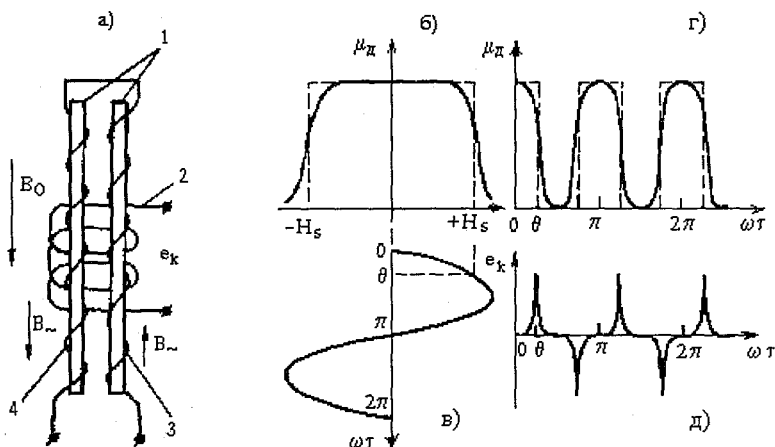


Рис. 3.9. Конструкция и принцип действия преобразователя в виде двухстержневого феррозонда.

Во втором режиме в цепь возбуждения подается только переменный ток, причем амплитуда этого тока такова, что создаваемое им магнитное поле $H_1 = H_m \sin \omega t$ (рис. 3.9, б) периодически превышает напряженность магнитного насыщения H_s . Это происходит четыре раза за период. В результате изменения μ_d происходят с удвоенной частотой (рис. 3.9, в). В отсутствие внешнего поля, как и ранее, влияние изменчивости μ_d каждого из сердечников на сигнал в измерительной обмотке взаимно компенсируется. При $B_0 \neq 0$ в обмотке появляется ЭДС в виде разнополярных импульсов, следующих с удвоенной частотой по отношению к току возбуждения (рис. 3.9, д).

У такого выходного сигнала можно выделить три характеристики, которые пропорциональны измеряемой индукции B_0 : среднее значение ЭДС e_{kcp} , пиковое значение e_{kn} и амплитудное значение второй гармоники $(e_k)_{2n}$.

Среднее значение e_{kcp} определяется выражением

$$e_{kcp} = \frac{4}{\pi} w_n S \omega B_0 (\mu_{dmax} - \mu_{dmin}), \quad (3.30)$$

т.е. связано лишь с диапазоном изменчивости μ_d и не зависит ни от вида характеристики $\mu_d(H)$, ни от закона изменения напряженности поля. Однако использование $e_{k\text{ ср}}$ в качестве информационного сигнала мало целесообразно, поскольку при этом фактически не отфильтровываются помехи, возникающие в измерительной обмотке вследствие прямого влияния обмоток возбуждения.

Пиковое значение e_{k_n} выражается через максимальное значение изменчивости μ_d

$$e_{k_n} = 2w_n S \omega B_0 \left(\frac{d\mu_d}{dt} \right)_{\max} \quad (3.31)$$

В этом варианте, как и в предыдущем, затруднена фильтрация помех и он сравнительно редко используется.

Наиболее распространено использование в качестве сигнала измерительной информации величины $(e_k)_{2n}$ – амплитудного значения ЭДС 2-й гармоники. В общем случае выходная ЭДС e_k может быть представлена как сумма четных гармоник:

$$e_k = -4w_n S \omega B_0 \sum_{n=1}^{\infty} n \mu_{2n} \sin 2n\omega t, \quad (3.32)$$

где μ_{2n} – амплитуды четных гармоник дифференциальной проницаемости.

Величина μ_{2n} выражается формулой

$$\mu_{2n} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \mu_d(\omega t) \cos 2n\omega t d(\omega t), \quad (3.33)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ – номера четных гармоник.

Чувствительность феррозонда по любой из четных гармоник

$$\left| \frac{d(e_{k_M})_{2n}}{dB_0} \right| = 4nw_n S \omega \mu_{2n}. \quad (3.34)$$

Коэффициент μ_{2n} очень зависит от номера гармоники и имеет максимальное значение для 2-й гармоники. Поэтому для этой гармоники (частота равна 2ω) характерна максимальная чувствительность преобразования.

Кроме рассмотренной конструкции с двумя сердечниками (двухстержневого феррозонда) в практике магнитометрии находят применение также одностержневые конструкции, конструкции с замкнутым тороидальным магнитопроводом, конструкции с поперечным возбуждением сердечников и др. [11]. Из них значительный интерес представляет тороидальная конструкция феррозонда, нашедшая применение в измерениях направления течения [57].

В полном виде преобразователь магнитной составляющей ЭМ поля кроме самого феррозонда 3 (рис. 3.10) содержит источник возбуждения 1 с фильтром пропускания 2, настроенным на частоту тока возбуждения (1-й гармоники), систему фильтров 4, содержащую заграждающий фильтр 1-й гармоники и фильтр пропускания 2-й гармоники, селективный усилитель 2-й гармоники 5, умножитель ($\times 2$) частоты 6 и синхронный детектор 7. В результате на выходе синхронного детектора формируется выпрямленное напряжение, величина которого пропорциональна амплитудному значению 2-й гармоники $(e_{k_m})_{2n}$, а знак соответствует направлению вектора $\mathbf{B}_0$.

При необходимости выделить лишь переменную составляющую (вариации гидро- или аэрофизического происхождения) феррозонд 3 помещается внутрь компенсационной катушки, линейные размеры которой превышают размеры феррозонда для обеспечения однородности компенсирующего магнитного поля. Ток в катушку поступает либо от отдельного регулируемого источника, либо с выхода синхронного детектора. Но во втором случае между детектором и катушкой ставятся дополнительные узлы, обеспечивающие развязку измерительной и компенсационной цепей, а также устраняющие (сглаживающие) вариации $\mathbf{B}_0$ в том частотном диапазоне, который подлежит измерениям, т.е. автоматически компенсируются только постоянная составляющая $\mathbf{B}_0$ и те ее медленные вариации, которые не представляют интереса при выполняемом эксперименте.

Феррозондовые преобразователи являются одним из наиболее перспективных типов преобразователей для измерений слабых магнитных полей. Их предельный порог чувствительности оценивается примерно в $5 \cdot 10^{-13}$ Тл, реально достигаемый в настоящее время составляет $10^{-10} \dots 10^{-11}$ Тл при практически постоянном коэффициенте преобразования в частотном диапазоне от 0 до нескольких сотен герц.

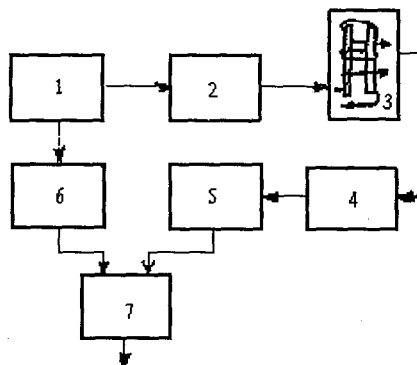


Рис. 3.10. Полная функциональная схема феррозондового преобразователя.

Квантовые преобразователи. В практике морских измерений получили широкое распространение квантовые магнитометры, обладающие высокой разрешающей способностью (до 10^{-3} нТл) при измеряемом значении индукции МПЗ порядка $5 \cdot 10^5$ нТл. Принцип их действия заключается в следующем.

При облучении паров некоторых щелочных металлов (рубидия, цезия и др.) светом определенной длины волны (оптическая накачка) производится ориентация магнитных моментов атомов. Это связано с тем, что атомы при облучении переходят из исходного энергетического состояния на наиболее высокий уровень, а уже оттуда, излучая соответствующие кванты света, — в так называемое метастабильное состояние — среднее между исходным и возбужденным состояниями. Атомы в метастабильном состоянии не возбуждаются под воздействием оптической накачки с установленной длиной волны. Если такая система находится в магнитном поле с индукцией B_0 , то становится возможным индуцировать переход атомов с метастабильного состояния на исходный энергетический уровень путем воздействия внешним радиочастотным магнитным полем с частотой $\omega_0 \sim \gamma_I B_0$, где γ_I — гиромагнитное отношение. Индикация перехода легко осуществляется по интенсивности поглощения образцом света от источника оптической накачки. Действительно, если возрастает количество атомов на исходном энергетическом уровне, то усиливается процесс их пере-

хода на наиболее высокий уровень, описанный выше, а значит, увеличивается поглощение от источника накачки.

Взаимосвязь между частотой резонанса и индукцией для применяемых в магнитометрах паров щелочных металлов в общем случае отличается от линейной, однако при $B_0 \leq 10^{-4}$ Тл этой нелинейностью можно пренебречь. Тогда зависимость между сдвигом частоты и индукцией устанавливается через коэффициент α , который составляет, например, для Rb^{87} примерно $7 \cdot 10^9$ Гц·Тл⁻¹, Rb^{85} – $4,7 \cdot 10^9$ Гц·Тл⁻¹, для Cs^{133} – $3,5 \cdot 10^9$ Гц·Тл⁻¹.

Схематически конструкция квантового преобразователя (рис. 3.11) содержит спектральную лампу 1 – источник оптической накачки, фокусирующую систему 2 с поляризатором, ячейку 3 с парами металла, катушку 4 возбуждения электромагнитного поля радиочастоты, приемную систему 5, фотодетектор 6, усилитель 7, синхронный детектор 8, модулятор 9 и управляемый генератор радиочастоты 10.

Принцип действия преобразователя состоит в следующем. С помощью модулятора 9 частота генератора 10 периодически изменяется, регулярно попадая на значение резонансной частоты для возбужденных атомов в ячейке 3. При совпадении частот происходит максимальное поглощение света ячейкой 3, поэтому периодически изменяется световой поток, попадающий на фотодетектор 6. Усиленный сигнал с фотодетектора в общем случае не совпадает по фазе с сигналом модулятора 9. Разность между ними выделяется в синхронном детекторе 8 и поступает в виде напряжения на управляющий вход генератора 10. В результате частота генератора изменяется, подстраиваясь под значение резонансной частоты ячейки.

Кроме модуляции частоты генератора в преобразователях может модулироваться величина измеряемой индукции. Принципиальная схема при этом остается практически такой же, лишь изменяются режимы работы ее отдельных узлов. При модуляции индукции играет роль тот факт, что значение резонансной частоты ячейки изменяется пропорционально индукции и при неизменной частоте генератора 10 в фотодетекторе 6 формируется, как и ранее, переменный сигнал с частотой, соответствующей частоте модуляции.

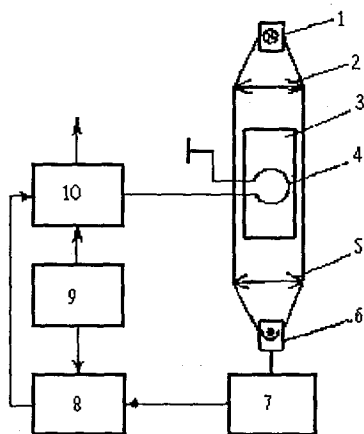


Рис. 3.11. Упрощенная схема квантового преобразователя.

Преобразователи рассмотренного типа характеризуются малой инструментальной погрешностью – порядка $\pm 0,005\%$ и низкими значениями порога чувствительности ($\approx 0,01 \dots 0,005$ нТл), что позволяет их широко использовать при измерениях магнитных полей гидрофизических источников. Определенным недостатком является их сравнительно малое быстродействие, практически не позволяющее производить измерения переменных полей с частотами выше 1 Гц. Дело в том, что при необходимости реализовать высокую разрешающую способность, например, $\approx 0,01$ нТл, необходимо существенно увеличивать длительность процесса измерения, поскольку изменения частоты при таком изменении индукции составляют всего лишь 0,05 Гц (Rb^{85}) либо 0,07 (Rb^{87}), что следует из приведенных выше значений коэффициентов α . При этом возможности, связанные с умножением частоты, довольно ограничены.

Результат преобразования зависит от ориентации θ оптической оси ячейки относительно измеряемого вектора индукции. Эта зависимость пропорциональна $\cos^2 \theta$.

Значительный интерес представляют автогенераторные квантовые преобразователи (спиновые генераторы), у которых обеспечиваются условия самовозбуждения на резонансной частоте ячейки. Их порог чувствительности может достигать 0,02...0,002 нТл при

диаграмме направленности вида $(\sin \theta \cos \theta)$, однако при этом выше погрешность, чем у предыдущего варианта, из-за собственных фазовых сдвигов в схеме генератора.

В настоящее время также разработаны преобразователи, позволяющие измерять модуль вектора магнитной индукции, а также градиент индукции.

Преобразователи на основе эффекта Джозефсона. Эффект Джозефсона проявляется в области контакта сверхпроводника и нормального металла либо двух сверхпроводников, разделенных тонким слоем диэлектрика (1...2 нм). Ток через переход при отсутствии внешнего магнитного поля обуславливается туннелированием электронов, а также так называемых куперовских пар (объединений из двух электронов). Переход пар происходит со стороны сверхпроводника с более высоким уровнем Ферми в сверхпроводник с более низким уровнем, при этом выделяется энергия $q\varphi$, равная разности уровней. Эта энергия излучается в виде электромагнитной волны с частотой

$$\omega = \frac{2q\varphi}{h}, \quad (3.35)$$

где h – постоянная Планка.

Ток туннелирования пар через переход осциллирует с такой же частотой, т.е. зона перехода может рассматриваться как генератор колебаний.

При воздействии внешнего магнитного поля величина максимального тока изменяется в соответствии с выражением

$$I_m = I_{m0} \left| \frac{\sin(\pi \Phi_0)}{\frac{\pi \Phi}{\Phi_0}} \right|, \quad (3.36)$$

где Φ – магнитный поток, перпендикулярный направлению тока;
 Φ_0 – значение кванта магнитного потока.

Типичной конструкцией преобразователя напряженности магнитного поля является кольцо 1 (рис. 3.12) из сверхпроводника с двумя джозефсоновскими переходами 2 и 3. Через кольцо пропус-

кают ток I_0 , немного превышающий ожидаемую величину I_m , причем I_m в случае кольца с двумя переходами в отличие от (3.36) изменяется по косинусоидальному закону:

$$I_m = 2I_{m0} \cos \frac{\pi \Phi}{\Phi_0}. \quad (3.37)$$

В результате общий ток при увеличении магнитного потока уменьшается. Величина же падения напряжения на переходе при этом возрастает, причем напряжение осциллирует в противофазе с током.

Преобразователь обычно используется в компенсационном варианте. Усиленное и выпрямленное напряжение с перехода подается на компенсационную катушку, создающую магнитный поток, равный по величине к противоположно направленный измеряемому. Сигналом измерительной информации в таком варианте является величина тока через катушку.

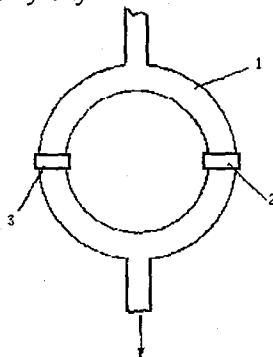


Рис. 3.12. Преобразователь с двумя джозефсоновскими переходами.

В качестве сверхпроводника при изготовлении преобразователя чаще всего используется ниобий. Разделительная диэлектрическая пленка создается его окислом.

Порог чувствительности преобразователей на основе эффекта Джозефсона намного выше, чем у других типов. Их широкое использование в настоящее время сдерживается, в основном, технологическими трудностями, в частности, необходимостью обеспечения условий сверхпроводимости, т.е. глубокого охлаждения.

Глава 4. СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ КОЛЕБАНИЙ УРОВНЯ И ВОЛНЕНИЯ

4.1. Специфика измерений характеристик волнения в равновесном интервале спектра

Равновесным интервалом спектра морского волнения принято называть область частот между частотой максимума спектральной плотности волнения $\omega_{\max}$ и границей интервала капиллярных волн ω_v , т.е.

$$\omega_{\max} \ll \omega_w \ll \omega_v.$$

Если началом равновесного интервала считать некоторую частоту $\omega_p > \omega_{\max}$, то для частот $\omega_l = l\omega_p$, где l – некоторое заданное число, значение спектральной плотности на этих частотах связывают с ее значением на частоте ω_p следующим соотношением:

$$S(\omega_l) = S(\omega_p) l^{-5}.$$

Тем самым, при довольно больших l , например $l = 10$, значение спектральной плотности уменьшается в 10^5 раз по сравнению с ее значением на левой границе равновесного интервала. Это означает, что использовать одно и то же измерительное устройство для измерений во всем диапазоне частот, включающем ветровые волны, рябь и равновесный интервал, весьма затруднительно. У этого устройства должен быть чрезвычайно широкий динамический диапазон, что очень трудно обеспечить технически. Уж не говоря о том, что в связи с возрастанием частоты необходимо обеспечивать улучшенные динамические свойства, т.е. снижать инерционность применяемых преобразователей, что также является отнюдь не тривиальной задачей.

Задача сужения динамического диапазона в некоторых случаях может решаться следующим образом. Исходный процесс изменений ординат взволнованной поверхности $\xi(\tau)$ последовательно подвергается дифференцированию, при этом формируются сигналы, пропорциональные скорости $V_\xi = \frac{d\xi(\tau)}{d\tau}$ или ускорению

$a_\xi = \frac{d^2\xi(\tau)}{d\tau^2}$ волновой поверхности в точке измерений. Спектры

дифференцированных сигналов $S_{v_\xi}(\omega)$ и $S_{a_\xi}(\omega)$ связаны со спектром $S_\xi(\omega)$ следующими выражениями:

$$S_{v_\xi}(\omega) = \omega_w^2 S_\xi(\omega);$$

$$S_{a_\xi}(\omega) = \omega_w^4 S_\xi(\omega).$$

Тем самым, в равновесном интервале изменения спектральной плотности сигналов оказываются пропорциональными квадрату (для скорости) либо даже четвертой степени частоты (для ускорения). Это позволяет существенно уменьшать динамический диапазон применяемых регистраторов, т.е. на записях волн мелкомасштабные составляющие как бы «усиливаются» по амплитуде — это, конечно, приводит к «искажениям реальности», но позволяет использовать одну и ту же измерительную систему для всего диапазона частот.

При этом а priori предполагается, что погрешности применяемых преобразователей достаточно малы, так что сужения динамического диапазона вполне достаточно для получения корректной информации в равновесном интервале. Однако, чаще всего это бывает не так. Кроме того, как уже отмечалось выше, необходимо снижать инерционность ИП, особенно, если необходимо продвинуться в экспериментах в область, близкую к гравитационно-капиллярным волнам.

Применяется интересный вариант автоматического выделения мелкомасштабных волн на фоне «основного» ветрового волнения. Он заключается в том, что измерительный преобразователь струнного либо емкостного типа устанавливают на специальном подвижном поплавке. Этот поплавок может свободно перемещаться по стационарной мачте, скрепленной с грунтом, либо с притопленным стабилизированным бумом (см., например, гл. 1). Конструктивно такой поплавок выполняется из двух полуцилиндров из пенопласта, скрепленной по окружности металлической стяжкой. Во внутренних выемках полуцилиндров на упругих держателях устанавливаются роликовые подшипники, опирающиеся на мачту.

В результате подобного приема ИП вместе с поплавком отслеживает «основные» волновые колебания, т.е. не реагирует на них, а лишь регистрирует отклонения от этих колебаний.

Улучшение же динамических характеристик измерительных устройств возможно, например, за счет использования нагреваемых ИП (см. п. 4.3).

4.2. Особенности измерений колебаний уровня и волнения в условиях приполярных акваторий

К основным особенностям измерений колебаний уровня и волнения в Арктике и Антарктике, а также на замерзающих морях других регионов, относится то, что они должны выполняться в следующих специфических условиях:

- при отрицательных значениях температуры воздуха;
- при наличии ледяного покрова;
- при возможности горизонтальных перемещений ледяного покрова.

Все это предопределяет невозможность использования многих стандартных измерительных устройств, например, рассмотренных в работах [26, 57].

Действительно, рассмотрим ситуацию измерений характеристик волнения с помощью наиболее распространенных контактных измерителей на основе безоисных нихромовых струн (например, [57]). Несмотря на малый диаметр струны (0,3 мм и менее) в условиях отрицательных значений температуры воздуха постоянное смачивание струны приводит к тому, что она обмерзает. Этим обмерзанием захватывается область вблизи среднего положения уровенной поверхности. При этом существенно искажаются результаты измерений, ведь принцип действия струнного преобразователя основан на шунтировании сопротивления высокоомной струны проводящей морской водой. Формирование контакта струны с водой “через лед” эквивалентно резкому возрастанию шунтирующего сопротивления и, соответственно, изменению градуировочных характеристик. Кроме того, наличие льда на струне в условиях действия динамических нагрузок при волнении может привести к ее разрыву.

Наличие ледяного покрова создает дополнительные сложности, даже в прибрежных условиях. Как известно, ледяной покров не остается статичным, а перемещается как по вертикали, так и по гори-

зонти. В таких условиях затруднено даже использование гидростатических измерителей (например, ГМ-28), казалось бы, как нельзя лучше подходящих для подобных задач. Действительно, можно вырубить лунку и через нее установить подобный прибор на дно. Однако, при последующем смещении этой лунки возникает задача подъема прибора, которая в каждом случае требует каких-либо нетривиальных подходов.

Несомненно, что в прибрежных достаточно освоенных районах могут использоваться поплавковые измерители типа СУМ, устанавливаемые в мареографных колодцах. Но эти колодцы необходимо теплоизолировать и при необходимости подогревать – в таком случае измерения будут корректными.

При постановке натурных экспериментов в малоосвоенных районах возможности различных стандартных измерений отсутствуют. Здесь необходимо использовать специальные методы и средства.

4.3. Контактные методы измерений

При изучении характеристик волнения в условиях отрицательных значений температуры воздуха контактные измерители на основе высокоомных безокисных струн, несмотря на отмеченные выше трудности, все же применимы. Но для этого необходима их существенная модификация.

В работе [57] рассмотрен вариант конструкции, где производится нагрев струны с помощью отдельного источника (рис. 4.1). Здесь струна как эквивалентный переменный резистор 1 через линию связи 2 включена в качестве одного из плеч в резистивно-емкостный мост, известный как мост Соти. Этот мост через развязывающий конденсатор C_3 подключен к источнику переменного напряжения 4. Сигнал с измерительной диагонали моста поступает на блок измерения и регистрации 7 через развязывающие конденсаторы C_4 и C_5 , узел фильтров 5 и выпрямитель 6. В узел фильтров входят: полосовой заграждающий фильтр, настроенный на частоту пульсация напряжения нагрева, и фильтр пропускания, настроенный на частоту напряжения питания моста. Выход источника тока нагрева 3 подключен непосредственно к линии связи 2. В качестве самого источника использован типичный выпрямитель со сглаживающим фильтром. Разделение измерительного тока и тока нагрева

обеспечивается в схеме за счет использования конденсаторов C1-C5, а также благодаря узлу фильтров. Зависимость выходного сигнала от значений измеряемых ординат взволнованной поверхности моря близка к линейной.

При худших по сравнению с рассмотренным вариантом точностных характеристиках может быть использована конструкция, в которой не разделяются источники питания измерительной схемы и тока нагрева. В ней для обеспечения высокой температуры струнного преобразователя используется повышенное напряжение, как правило, от сети переменного тока 50 Гц. При этом в схеме измерительного моста необходимо использовать резисторы, рассчитанные на большую мощность. Такие резисторы обычно обладают малой стабильностью. Однако, для получения ограниченных по времени реализаций при изучении волнения подобные конструкции вполне применимы.

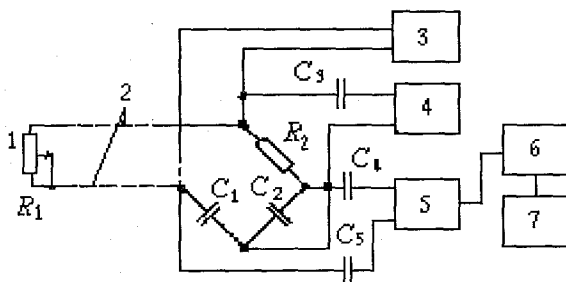


Рис. 4.1. Функциональная схема измерителя волнения с подогревом струнного преобразователя.

Измерения с использованием тепловых преобразователей. Принцип действия тепловых преобразователей заключается в следующем. Если частично погрузить в воду некоторый элемент (струну, цилиндр и т.д.), нагретый до определенной температуры, то из-за различий теплообмена в верхней (находящейся в воздухе) и нижней (находящейся в воде) частях преобразователя его интегральная температура окажется функцией глубины погружения:

$$T_{\Sigma} = \frac{1}{\xi_2 - \xi_1} \left[\int_{\xi_1}^{\xi_2} T_1(\xi) d\xi + \int_{\xi_2}^{\xi_2} T_2(\xi) d\xi \right], \quad (4.1)$$

где ξ_2 – ордината верхнего конца преобразователя; ξ_1 – ордината нижнего конца; $\xi(\tau)$ – зависящая от времени ордината взволнованной поверхности моря; $T_1(\xi)$ – распределение температуры элемента вдоль участка, находящегося в воде; $T_2(\xi)$ – аналогичное распределение вдоль участка, находящегося в воздухе.

В простейшем случае тепловой преобразователь представляет собой изолированную проволоку из материала с высоким температурным коэффициентом сопротивления (например, из меди), растянутую по вертикали поперек поверхности раздела вода–воздух. Проволока подключается к источнику тока, который обеспечивает ее нагрев. Одновременно этот же источник может быть использован для питания измерительной цепи. Поскольку сопротивление такого преобразователя линейно связано с его температурой, в качестве которой здесь выступает T_Σ , то его изменения будут соответствовать $\xi(\tau)$.

Метрологические характеристики тепловых преобразователей достаточно полно исследованы в лабораторных условиях. Их основными достоинствами можно считать высокую чувствительность, обусловленную большими различиями температур $T_1(\xi)$ и $T_2(\xi)$, достигающими десятков градусов, а также простоту и надежность конструкции. Применимость для реальных морских условий экспериментально не оценивалась.

Динамические свойства нагреваемых преобразователей. При измерениях в высокочастотной области спектра становятся весьма важными динамические свойства преобразователей. Они формируются из-за особенностей взаимодействия струны с перемещающейся границей раздела. В области взаимодействия образуется пограничный слой, который приводит к появлению *воронки* при движении воды вверх, либо *конуса* при ее движении вниз. Глубина воронки либо высота конуса могут достигать нескольких миллиметров, т.е. они получаются сравнимыми с амплитудой волновых колебаний на изучаемых частотах.

Нагрев преобразователей приводит к следующему. Существенно возрастает температура пограничного слоя воды, контактирующего с ИП. Это приводит к уменьшению его толщины δ , поскольку $\delta \sim \sqrt{\nu_k}$, где ν_k – кинематическая вязкость. При этом резко уменьшаются размеры воронки и конуса, соответственно, улучшаются динамические свойства ИП.

4.4. Акустические методы измерений колебаний уровня

Акустический принцип определения расстояний широко известен. Поскольку граница раздела вода–воздух является хорошо отражающей как для распространяющихся в воде колебаний, так и для распространяющихся в воздухе, то акустический принцип с равным успехом может использоваться в обеих средах. Интерес к акустическим принципам в океанологических измерениях проявляется постоянно, особенно из-за кажущейся простоты их реализации и некоторой “универсальности”. На самом деле ни то, ни другое, как правило, не оправдывается, и получение хороших метрологических качеств требует усложнения конструкций и тщательного учета влияющих факторов. Тем не менее, для ряда измерений в специфических условиях, например, в условиях приполярных акваторий, акустические преобразователи уровня могут рассматриваться как перспективные.

Контактные акустические методы. В воздушной среде контактный акустический принцип реализуется преимущественно на основе использования металлической трубы 1 (рис. 4.2), полупогруженной в воду. В верхней закрытой части трубы помещаются один или два акустических преобразователя 2. Нижний торец снабжен узким отверстием 3, обеспечивающим в сочетании с объемом трубы фильтрацию ветрового волнения. Труба устанавливается в прибрежной зоне с надежной фиксацией ее пространственного положения.

Рассмотренная система обладает резонансными свойствами. При расстоянии l между преобразователем 1 (микрофоном) и поверхностью воды в трубе и скорости звука V_a в воздухе выражение для резонансной частоты на любой из гармоник может быть записано в виде

$$f = \frac{V_a N}{2l}, \quad (4.2)$$

где N – номер гармоники.

Скорость звука V_a довольно сложным образом зависит от физических свойств реального газа. Для практических целей учета в измерителях уровня можно воспользоваться следующим упрощенным выражением:

$$V_a = \left(1 - \frac{\chi}{r}\right) \sqrt{\frac{\gamma_c}{M} (RT + 2bP)}, \quad (4.3)$$

где r – радиус трубы; $\gamma_c = \frac{C_p}{C_v}$ – отношение теплоемкости C_p при

постоянном давлении к теплоемкости C_v при постоянном объеме; M – молекулярный вес газа; R – универсальная газовая постоянная; T – абсолютная температура; b – коэффициент, зависящий от критической температуры и критического давления

для данного газа; $\chi = \sqrt{\frac{2\pi\mu}{f}}$ – “глубина распространения” вяз-

кости, характеризующая влияние стенок трубы на распространение звука; μ – кинематическая вязкость; P – атмосферное давление.

Как следует из приведенных выражений, на результат измерений сильное влияние оказывает изменчивость температуры воздуха, несколько меньшее влияние (ввиду малых значений b) – атмосферное давление. Кроме этого, влияет влажность, приводящая к изменчивости молекулярного веса M . Влияние температуры сказывается как непосредственно (величина T входит в выражение для V_a), так и через изменчивость длины l (из-за температурного коэффициента линейного расширения материала трубы), а также через коэффициент γ_c .

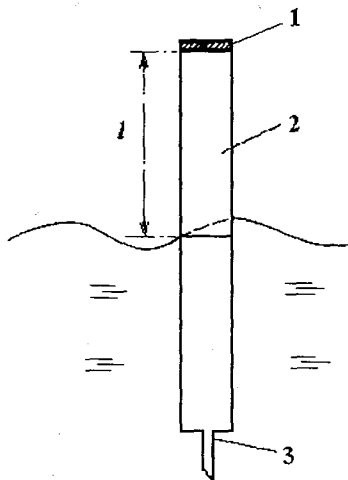


Рис. 4.2. Резонансный акустический преобразователь уровня.

Непосредственное влияние приближенно может быть оценено следующим образом:

$$\beta_T = \frac{1}{f} \frac{\partial f}{\partial T} \bigg|_{\substack{V_a = \text{var} \\ \gamma_c = \text{const} \\ l = \text{const}}} = \frac{1}{V_a} \frac{\partial V_a}{\partial T} = \frac{P}{2(RT + 2bP)} \approx \frac{1}{2T}, \quad (4.4)$$

поскольку $2bP \ll RT$.

В диапазоне рабочих температур значение β_T оказывается весьма существенным.

Зависимость γ_c от температуры для двухатомных газов выражается эмпирической формулой (например, [43]):

$$\gamma_c = 1 + \frac{1,985}{4,9 + 0,00106(T - 273)}. \quad (4.5)$$

Это обуславливает появление коэффициента

$$\beta_\gamma = \frac{1}{f} \frac{\partial f}{\partial T} \bigg|_{\substack{V_a = \text{const} \\ \gamma_c = \text{var} \\ l = \text{const}}} \cong \frac{1}{2\gamma_c} \frac{\partial \gamma_c}{\partial T}, \quad (4.6)$$

приближенно равного 0,003%/K.

Влияние температуры на линейные размеры трубы может быть учтено с помощью коэффициента β_l :

$$\beta_l = \frac{1}{f} \frac{\partial f}{\partial T} \bigg|_{\substack{V_a = \text{const} \\ \gamma_c = \text{const} \\ l = \text{var}}} \cong \frac{1}{l} \frac{\partial l}{\partial T} = \alpha_l. \quad (4.7)$$

Для большинства используемых материалов температурный коэффициент линейного расширения α_l находится в пределах +0,001...+0,002%/K, в частности, для стали – (+0,0010%/K), для латуни – (+0,0017%/K), для алюминия – (+0,0024%/K),

Результирующий температурный коэффициент частоты β_f акустического преобразователя является суммой рассмотренных коэффициентов. Его значение получается весьма существенным. При использовании преобразователей для океанологических задач в натуральных условиях, где характерна изменчивость температуры в ши-

роких пределах, становится целесообразной компенсация этого коэффициента.

Если температуру внутри трубы по всей длине l считать одинаковой, то простейшим и достаточно качественным вариантом компенсации является использование параллельного канала измерения температуры с частотно-модулированным выходным сигналом. При положительном коэффициенте преобразования β_k в таком канале, равном значению β_f , окончательный результат измерений, определяемый соотношением

$$N = \frac{L f_a}{f_k}, \quad (4.8)$$

где L – постоянное число; f_a – частота на выходе акустического канала; f_k – частота на выходе канала температуры; окажется не зависящим от температуры.

Действительно, в этом случае

$$\frac{1}{N} \frac{\partial N}{\partial T} = \frac{1}{f_a} \frac{\partial f_a}{\partial T} - \frac{1}{f_k} \frac{\partial f_k}{\partial T} = \beta_f - \beta_k = 0. \quad (4.9)$$

Естественно, в практических случаях полное равенство может не достигаться, и в таком случае результирующей коэффициент соответствует остающейся алгебраической разности отдельных коэффициентов.

В качестве первичных преобразователей температуры в канале компенсации могут использоваться как проволочные (ПТР), так и полупроводниковые (ППТР) терморезисторы. Для обеспечения положительного β_k ПТР-преобразователь целесообразно включать в схему RL -генератора, для которого характерна прямо пропорциональная зависимость частоты от сопротивления $f_k \sim \sqrt{R_T}$, а ППТР-преобразователь – в схему RC -генератора с зависимостью $f_k \sim \sqrt{R_T^{-1}}$ при линеаризации зависимости проводимости ППТР $\gamma_T = R_T^{-1}$ от температуры по методике, изложенной, например, в [57].

Несколько более сложным является метод компенсации с использованием опорного резонатора в виде такой же трубы, но закрытой наглухо и тем самым имеющей постоянную длину l . Изменения резонансной частоты такой трубы получаются связанными

преимущественно с изменениями температуры. Результат измерений определяется, как и в предыдущем варианте, в виде отношения частот. Такая конструкция обладает хорошими компенсирующими свойствами при малых изменениях уровня.

Влияние влажности воздуха, как уже отмечалось, проявляется через изменчивость молекулярного веса M . При относительном весовом содержании паров воды в воздухе: $X = \frac{m_n}{m_w}$, где m_n — масса паров воды в единице объема, а m_w — масса воздуха в такой же единице объема, изменчивость молекулярного веса паровоздушной смеси может быть оценена соотношением:

$$\frac{\Delta M}{M} \cong -0,61X.$$

При этом изменения частоты составят:

$$\frac{\Delta f}{f} = -0,5 \frac{\Delta M}{M} = 0,305X.$$

Для уменьшения влияния изменчивости X наиболее целесообразно выполнение конструкции резонатора сообщаемой с атмосферой. В таком случае влажность внутри полости близка к влажности приводного слоя атмосферы и изменяется довольно мало. В результате основную роль начинает играть изменчивость X , связанная с температурой, т.е. возникает дополнительный температурный коэффициент, который учитывается путем соответствующей коррекции канала компенсации температуры.

Влияние изменений атмосферного давления может оказаться существенным лишь при полностью закрытом резонаторе. В этом случае оно проявляется в различиях между положениями уровня поверхности внутри и снаружи полости. Но как отмечено выше, использование закрытых резонаторов нецелесообразно, и тогда изменчивость P в соответствии с выражением (4.3) будет влиять только на скорость V_a . Однако, ввиду малости коэффициента b это влияние на практике может не учитываться.

Возбуждение акустических колебаний в полости резонатора обычно обеспечивается с помощью электродинамических микрофонов, которые являются так называемыми *обратимыми* акустиче-

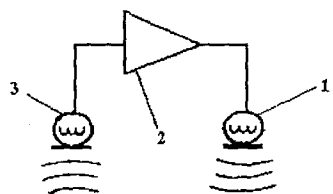
скими преобразователями, т.е. для излучения и приема колебаний можно использовать один и тот же микрофон.

Однако, для поддержания непрерывных резонансных колебаний внутри полости все же целесообразно использование двух микрофонов: возбуждающего 1 и приемного 2 (рис. 4.3. а), включаемых в систему обратной связи усилителя 3. При расположении микрофонов в торце резонатора такая конструкция становится автогенератором, обеспечивающим непрерывное возбуждение на резонансной частоте.

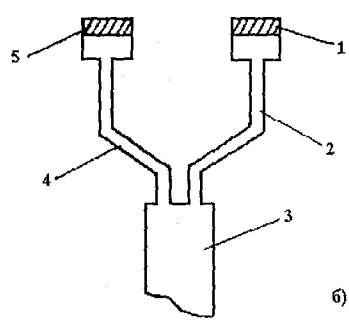
Поскольку мембраны микрофонов обладают малой жесткостью, а их размеры обычно сравнимы с размерами поверхности торца трубы, то размещение микрофонов непосредственно в торце существенно снижает эквивалентную добротность резонатора. В связи с этим целесообразно возбуждающий 1 и приемный 2 микрофоны (рис. 4.3. б) размещать в отдельных камерах, соединенных с полостью резонатора 3 узкими трубками 4 и 5. В такой конструкции может быть получена эквивалентная добротность порядка 100...150, что соответствует типичным значениям добротности LC-контуров, а значит, обеспечивается высокое качество преобразования.

Резонансная частота трубы может быть определена также с помощью только одного микрофона, включенного в обратимом варианте. В такой конструкции на микрофон от внешнего генератора подается изменяющаяся частота, линейно развертываемая во времени. Диапазон задаваемых изменений частоты должен содержать ожидаемые частоты резонанса в диапазоне изменчивости уровня. При совпадении задаваемой и резонансной частот резко изменяется модуль полного сопротивления микрофона. При работе в автоматическом режиме фиксируется промежуток времени, проходящий от момента начала развертки до момента совпадения частот. Этот промежуток времени и является сигналом измерительной информации.

При таком преобразовании, несомненно, не получается напрямую воспользоваться приемами компенсации влияния температуры, которые рассматривались выше. Но возможны модификации этих приемов, состоящие в том, что в компенсационных устройствах выходной сигнал формируется, как и в основном канале, в виде промежутка времени, зависящего от температуры. Результат преобразования здесь представлен как отношение промежутков времени.



а)



б)

Рис. 4.3. Схема возбуждения колебаний в резонаторе.

При эксплуатации преобразователей в условиях отрицательных значений температуры воздуха необходимо учитывать, что при обмерзании “изнутри” резонирующий объем уменьшается и ухудшается добротность трубы как акустического резонатора. Поэтому необходимо применять методические приемы, способствующие устранению обмерзания, в простейшем случае – дополнительную заливку в корпус трубы жидкостей с малой теплопроводностью и низкой температурой кристаллизации, например, керосина, спирта в смеси с глицерином и др.

Наружное же обмерзание, как следует из рассмотренного принципа, влияния на результаты измерений практически не оказывает.

Бесконтактные акустические принципы измерений. Кроме рассмотренного варианта реализации акустического принципа в воздушной среде привлекает принцип, не связанный с использованием резонансной трубы. В нем возбуждающий и приемный микрофоны (либо один обратимый микрофон) располагаются непо-

средственно в воздухе на некотором фиксированном уровне над поверхностью воды. Здесь величиной, пропорциональной уровню, является промежуток времени распространения акустического импульса от микрофона до поверхности воды и обратно. Влияющими величинами являются практически те же, что и при использовании резонансной трубы, однако их роль значительно сложнее. Как известно, распределение температуры воздуха в приводном слое имеет логарифмический характер, тем самым, компенсация ее влияния по измерениям в одной точке становится более грубой по сравнению с таким же способом для трубы. Дополнительно важную роль начинает играть аэрозоль в приводном слое, влияющий на скорость звука, а также вызывающий рассеяние акустического сигнала. Особенно же значимый фактор – высокочастотные колебания поверхности, которые при отсутствии трубы (либо других подобного рода конструкций) ничем не отфильтровываются.

Определенные преимущества имеет реализация акустического принципа в водной среде, так называемый метод “обратного эхолота” (рис. 4.4). В этом методе измерительный блок с гидроакустическими преобразователями 1 располагается на дне. Прибором определяется расстояние по вертикали до отражающей поверхности. Если в качестве такой поверхности выступает граница раздела вода–воздух, то регистрируются колебания уровня.

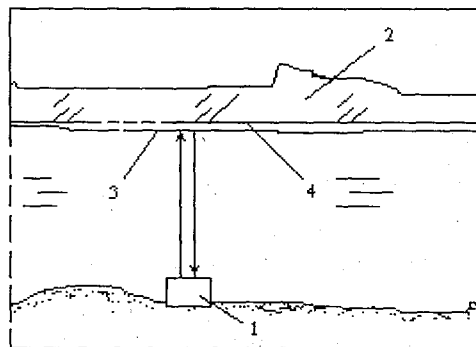


Рис. 4.4. Метод “обратного эхолота”.

Преимущества метода “обратного эхолота” по сравнению с “воздушным” вариантом применительно к приполярным условиям

закljučаются в том, что изменчивость температуры воды здесь значительно меньше, чем изменчивость температуры воздуха. Особенно это характерно для подледного слоя воды. Тем самым, существенно уменьшается роль основного влияющего фактора. Но при этом появляется новый фактор – влияние солености воды на скорость звука, который обязательно требует учета. Изменчивость солености довольно велика, особенно, в подледном слое воды, и связана как с опреснением при таянии, так и с осолонением при стекании рассола из льда. Учет этой изменчивости представляет собой отнюдь не тривиальную задачу.

Как в “воздушном”, так и в “водном” вариантах интерпретация получаемых результатов становится довольно затруднительной при наличии ледяного покрова 2. Ведь в таком случае отражение происходит от нижней поверхности 3 льда, а не от среднего уровня воды 4. Если бы лед был ровной пластиной, то можно было бы всего лишь вводить поправку на заглубление льдины в воду. Однако, для морского ледяного покрова в силу распространенности деформационных процессов ровные поверхности сверху и снизу малохарактерны.

Если же не учитывать отмеченные факторы, то погрешности измерений при использовании принципа “обратного эхолота” оказываются довольно большими и существенно превышают погрешности измерений колебаний уровня по изменениям гидростатического давления вблизи дна.

Сочетание принципа “обратного эхолота” и измерений уровня по вариациям гидростатического давления нашло применение в так называемом “ледовом сонаре” (п. 6.2).

4.5. Измерения колебаний уровня с припайного льда

4.5.1. Измерения колебаний уровня заякоренными мареографами

Применение стандартных поплавковых самописцев уровня моря (СУМ) для измерений в ледовых условиях не требует каких-либо технических модернизаций – необходимы лишь некоторые специальные методические приемы. Основой принципа измерений здесь является то, что вместо поплавок в СУМе используется якорь 1, помещаемый на дно водоема (рис. 4.5). Противовес 2 играет ту же

роль, что и в стандартном варианте, сам же СУМ с его приемным шкивом 3 располагается над лункой 4 во льду на опорной станине 5. Во избежание замерзания лунки и заносимости снегом вся установка закрывается некоторой, в общем случае – теплоизолирующей, крышкой 6.

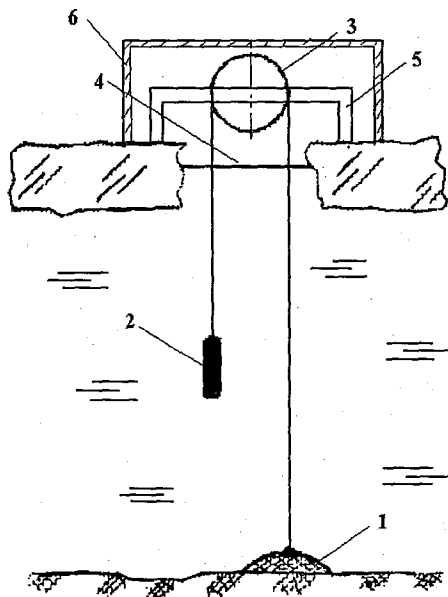


Рис. 4.5. Измерения колебаний уровня заякоренным (ледовым) мареографом.

Такого рода установка получила название *ледовый мареограф* (иногда – *ледовый волнограф*). Здесь применимы типичные механические самописцы (обычная автономность – 1 сутки), но для длительных наблюдений устройство модернизируется и вместо механической записи в нем используют преобразователи перемещений шкива 3 в электрический сигнал с последующей передачей этого сигнала по кабелю к стационарному пункту регистрации [54].

Применение ледовых мареографов имеет специфику. Дело в том, что измерения с их помощью можно вести лишь непосредственно вблизи берега, т.е. там, где отсутствуют значимые горизонтальные перемещения льда. При близком к отвесному положению

троса системы СУМ-якорь малые горизонтальные перемещения СУМа вместе со льдом мало сказываются на результатах измерений. Действительно, погрешность измерения уровня δH при перемещении СУМа на расстояние ΔL получается следующей:

$$\delta H = \Delta L \sin \alpha,$$

где α – угол отклонения троса от вертикали.

С возрастанием угла α либо за счет увеличенных амплитуд подвижек льда, либо при накапливающемся перемещении СУМа относительно исходной установки погрешность резко увеличивается. Как правило, резкое возрастание погрешности характерно для удаленных от берега районов, где горизонтальные перемещения могут достигать единиц и десятков метров (например, [52]). При этом, именно здесь зачастую наиболее интересны прямые наблюдения за колебаниями уровня, поскольку в иных (не ледовых) условиях подобные измерения выполнить еще труднее, чем со льда.

4.5.2. Измерения колебаний уровня в условиях горизонтальных подвижек льда

При наличии горизонтальных подвижек льда наиболее целесообразно производить измерения в одной точке одновременно обоих видов перемещений льда – вертикальных (т.е. колебаний уровня) и горизонтальных (т.е. собственно подвижек ледяного покрова), разделяя эти виды подвижек какими-либо приемами. Такой метод измерений предложен в работе [3]. В этом методе в припайном льду 1 (рис. 4.6) выполняется лунка 2, над которой устанавливается опорная рама 3. С закрепленным на этой раме шкивом 4 связан измерительный блок 5. Через шкив 4 пропущен трос 6, связывающий якорь 7, установленный на грунте 8, с противовесом 9. На удалении от лунки 2 в направлении нормали к береговой черте N выполнена дополнительная лунка 10, над которой установлена аналогичная конструкция с опорной рамой 11, шкивом 12 и измерительным блоком 13. От якоря 7 через шкив 12 пропущена линия дополнительного троса 14 с противовесом 15. Расстояние L между лунками задается равным примерно удвоенной глубине места H .

При вертикальных перемещениях льда тросы 6 и 14, оставаясь натянутыми за счет действия противовесов, приводят к противопо-

ложным по направлению поворотам шкивов 4 и 12. Эти повороты регистрируются в блоках 5 и 13 как величины, имеющие разные знаки отклонений от исходного (нулевого) значения.

При центральной установке якоря 7 эти отклонения равны:

$$\Delta\gamma_n(H) = -\Delta\gamma_l(H) = \frac{\Delta H \sin \alpha}{R}, \quad (4.10)$$

где $\Delta\gamma_n(H)$ – изменение углового положения правого шкива (в радианах); $\Delta\gamma_l(H)$ – изменение углового положения левого шкива (аналогично – в радианах); ΔH – изменение уровня (вертикальные перемещения ледяного покрова); R – радиус шкива; α – угол наклона тросов 6 и 14 относительно горизонтали.

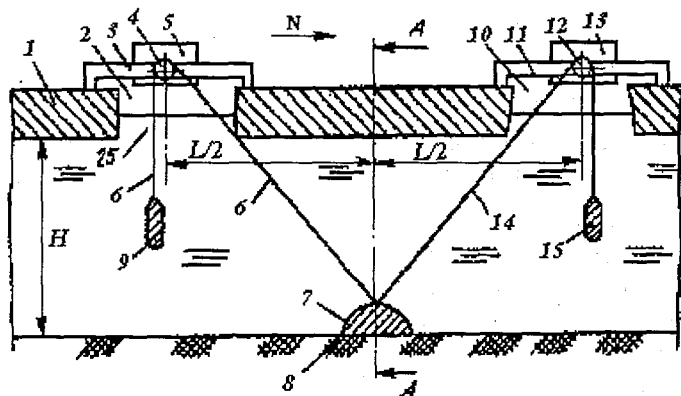


Рис. 4.6. Схема установки для раздельного измерения колебаний уровня и горизонтальных подвижек припайного льда.

Суммирование отклонений с учетом знаков дает результат, соответствующий исходному значению.

Как следует из выражения (4.10), радиус шкива R должен задаваться таким, чтобы при максимальных вертикальных перемещениях ледяного покрова $\Delta H = \max$ значения $\Delta\gamma_n(H)$ и, соответственно, $\Delta\gamma_l(H)$, не превысили 2π радиан.

При горизонтальных подвижках в направлении N лунки 2 и 10 вместе с рамами смещаются относительно точки расположения якоря 7, при этом шкивы 4 и 12 поворачиваются в одном и том же на-

правлении. В этом случае зарегистрированные в блоках 5 и 13 величины оказываются одинаковыми по знаку и их суммирование дает результат, пропорциональный перемещению.

Изменения углового положения шкивов для этой ситуации могут быть выражены следующим образом:

$$\Delta\gamma_n(H) = \Delta\gamma_n(L) = \frac{\Delta L \cos \alpha}{R}, \quad (4.11)$$

где ΔL – горизонтальное перемещение льда в направлении вектора N .

Из выражения (4.11) следует аналогичное предыдущему условию выбора радиуса шкивов, т.е. чтобы изменение углового положения шкивов при максимально возможных горизонтальных перемещениях льда не превышало 2π радиан.

Естественно, чтобы выполнялись оба условия, радиусы шкивов задаются соответствующими большему из полученных значений.

В общем случае, при наличии обоих видов подвижек суммирование величин в блоках 5 и 13 дает информацию о горизонтальных подвижках, а их вычитание с учетом знаков – информацию о вертикальных подвижках. Причем, условие центрального расположения якоря 7 с достаточной для практических целей точностью, как правило, выполняется всегда, поскольку смещения существенно меньше глубины места.

Из приведенных выражений также следует, что путем выбора соотношения между L и H можно задавать различную чувствительность к вертикальным и горизонтальным подвижкам. Действительно, равная чувствительность получается лишь при $\alpha = 45^\circ$. Уменьшение угла α приводит к снижению чувствительности к вертикальным и повышению чувствительности к горизонтальным подвижкам.

Технология размещения на припайном льду описанной измерительной установки требует некоторых специальных приемов. Во-первых, необходимо, чтобы якорь был расположен посередине между лунками 2 и 10, во-вторых, от этого якоря к лункам должны идти наклонные участки тросов 6 и 14. Несомненно, что подобная работа может быть выполнена с использованием легководолазного снаряжения, однако это не всегда возможно.

Для размещения всех узлов установки без применения легководолазных работ между основными лунками 1 и 2 (рис. 4.7), над ко-

торыми закреплены рамы с измерительными блоками 3 и 4 соответственно, прорезаются технологические каналы 5 и 6 и центральная лунка 7. Монтаж всей измерительной установки производится на поверхности ледяного покрова, а затем якорь с помощью лебедки и отрезка дополнительного (технологического) троса опускается на дно через центральную лунку 7.

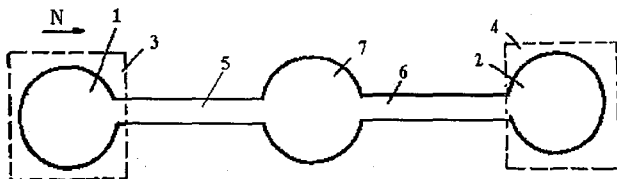


Рис. 4.7. Схема размещения измерительной установки на ледяном покрове для регистрации колебаний уровня и подвижек льда при фиксированном направлении вектора N .

Для условий, когда направление горизонтальных подвижек отличается от вектора N либо изменчиво во времени относительно этого вектора, целесообразно устанавливать три идентичных измерительных блока 1, 2 и 3 (рис. 4.8) над лунками 4, 5 и 6 при расположении якоря под центральной лункой 7 [5]. Через лунку 7 якорь устанавливается на дно, как и в предыдущем случае, с помощью дополнительной лебедки, а через технологические каналы 8, 9 и 10, прорезанные во льду, проводятся наклонные участки линий тросов к измерительным блокам.

При таком расположении появляется возможность выделения составляющих N_1 и N_2 реального вектора горизонтальных подвижек N и исключения его влияния на результаты регистрации колебаний уровня.

Действительно, под воздействием составляющей N_2 формируются одинаковые по знаку сигналы в измерительных блоках 1 и 2, в то же время ее влияние на сигнал в блоке 3 практически несущественно из-за пропорциональности этого сигнала изменчивости $\Delta \sin(90 \pm \alpha)$, где α — угол отклонения плоскости линии троса блока 3 относительно ее исходного положения. Под воздействием со-

ставляющей N_1 формируется сигнал в блоке 3, а ее влияние на сигналы в блоках 1 и 2 по аналогии с предыдущим также несущественно. Таким образом, по результатам, зарегистрированным в блоках 1, 2 и 3, легко определяются ортогональные составляющие N_1 и N_2 и, соответственно, вектор N .

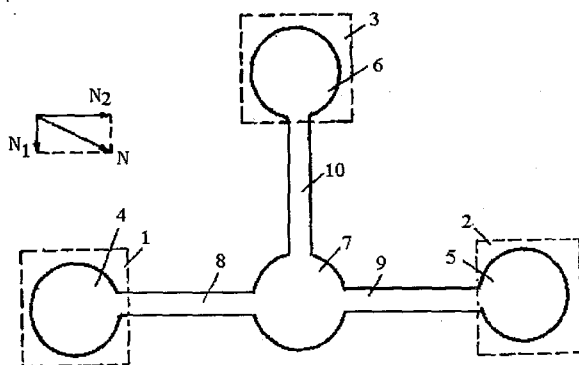


Рис. 4.8. Размещение на льду конструкции с тремя измерительными блоками при произвольной ориентации вектора N .

При наличии только вертикальных подвижек в блоках формируются равные по модулю сигналы, отражающие одинаковые “удлинения” соответствующих тросов.

При совокупном действии горизонтальных и вертикальных подвижек рассмотренные особенности легко позволяют путем обработки сигналов выявить и полностью устранить влияние вектора N на результаты измерений вертикальных перемещений льда (колебаний уровня).

Определенным недостатком обеих конструкций является трудность их установки в реальных условиях, поскольку необходимо выполнение соединительных каналов между лунками. Длина каждого канала, как уже отмечалось выше, должна примерно быть равной глубине места (в этом случае обеспечиваются одинаковые чувствительности к горизонтальным и вертикальным подвижкам). Каналы преимущественно выполняются вручную, поскольку возможность применения ледорезных машин, как правило, отсутствует.

В конструкции, предложенной в работе [6] и показанной на рис. 4.9, наклонные участки тросов отсутствуют, и это позволяет избежать необходимости прорезания каналов.

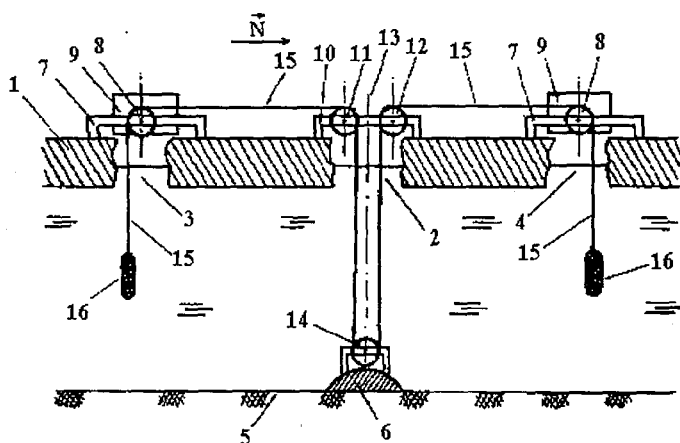


Рис. 4.9. Конструкция измерительной установки, не требующая прорезания соединительных каналов во льду.

В этой конструкции во льду 1 прорезается центральная лунка 2 и по обе стороны от нее – боковые лунки 3 и 4. Под центральной лункой на грунте 5 устанавливается якорь 6. Над боковыми лунками 3 и 4 устанавливаются идентичные измерительные блоки, каждый из которых выполнен в виде опорной рамы 7, на которой расположены измерительный шкив 8 и связанный с ним отсчетный узел 9. Над центральной лункой 2 установлена дополнительная опорная рама 10, в которой размещены установочные шкивы 11 и 12 симметрично относительно оси 13 лунки 2. На якоре 6 расположен третий установочный шкив 14. Диаметры измерительных и установочных шкивов задаются одинаковыми. По системе шкивов проходит трос 15, не имеющий жесткого скрепления с якорем 6. На концах троса со стороны измерительных шкивов 8 установлены противовесы 16 с одинаковой массой.

Поскольку под действием противовесов трос постоянно натянут, то он эквивалентен жесткой поверхности. При подвижках льда одновременно перемещаются оси шкивов 8, 11 и 12. В результате

их взаимодействия с тросом обеспечиваются его перемещения относительно исходного состояния. При этом “жесткость” троса остается постоянной, а изменяется лишь высотное положение противовесов 16. Для того чтобы возникающий при этом момент сил не приводил к возврату троса и, соответственно, шкивов в исходное положение, задают требования к массам противовесов и к величине моментов сил трения шкивов: суммарная величина моментов сил трения должна превышать момент сил от различий высотного положения противовесов.

Синхронные перемещения шкивов при подвижках льда и сохранение “жесткости” троса позволяют получать в измерительных блоках такие же виды сигналов, как и в конструкции на рис. 4.6, при этом обеспечивается не меньшая, чем там, чувствительность.

Для повышения надежности функционирования устройства за счет снижения зависимости от моментов сил трения шкивы над центральной лункой снабжают соосными дисками 1 (рис. 4.10) такого же диаметра как шкивы. Поверхность дисков по ободу должна быть шероховатой либо зубчатой. Этой поверхностью диски прижимаются к планке 2, входящей в конструкцию опорной рамы и, соответственно, скрепленной со льдом 3. Планка со стороны дисков имеет аналогичную им поверхность. Общие оси каждого шкива с диском не закреплены в опорной раме 4, а могут свободно перемещаться по прорези 5, параллельной планке 2.

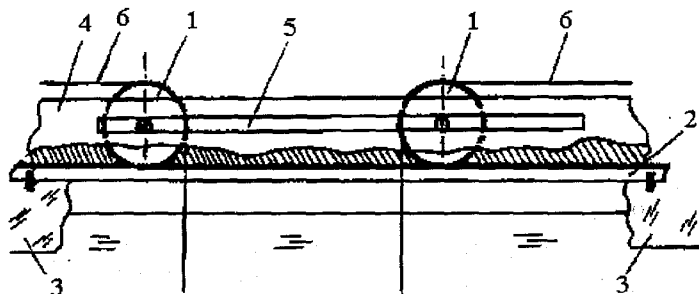


Рис. 4.10. Конструкция узла шкивов над центральной лункой, обеспечивающая повышение надежности.

При горизонтальных подвижках льда 3 планка 2 перемещается вместе со льдом, обеспечивая вследствие сцепления с дисками их повороты с одновременным перемещением по прорези 5 с сохранением расстояния между осями. Повороты дисков приводят к вынужденному движению троса 6 и к соответствующим поворотам шкивов в измерительных блоках устройства. При вертикальных подвижках планка 2, естественно, остается в исходном положении, но диски 1 под действием натяжения троса перемещаются по ней с изменением расстояния между осями.

Направления поворотов дисков при различных видах подвижек таковы же, как и в предыдущем варианте конструкции. Тем самым, обеспечивается надежная раздельная регистрация этих подвижек и, соответственно, выделение колебаний уровня.

4.6. Гидростатические методы

4.6.1. Принципы измерений

Измерения колебаний уровня путем наблюдений за вариациями гидростатического давления широко известны. Принцип этих измерений основан на известной зависимости

$$P_h = g \int_0^h \rho_w(z) dz, \quad (4.12)$$

где P_h – гидростатическое давление на глубине h ; g – ускорение свободного падения; $\rho_w(z)$ – распределение плотности по вертикали; h – глубина установки измерителя.

Поскольку изменчивость плотности $\Delta\rho_w/\rho_w$ имеет порядок 10^{-3} , что не превышает обычной погрешности у преобразователей давления, то зависимость (4.12) может использоваться в упрощенном виде: $P_h = \rho_c g h$, где ρ_c – "стандартная" плотность. Аналогично мало влияние широтной изменчивости g , что позволяет пользоваться упрощенным выражением для P_h в любых географических регионах, включая приполярные. Тем самым, основная погрешность измерений колебаний уровня определяется в основном погрешностью применяемых преобразователей гидростатического давления.

При установке преобразователей на некоторой глубине возникает фильтрация высокочастотных составляющих спектра колеба-

ний уровня. Известно (например, [57]), что амплитуды колебаний давления вблизи поверхности ΔP_0 и на глубине ΔP_h связаны соотношением

$$\frac{\Delta P_h}{\Delta P_0} = \left[\operatorname{ch} \left(\frac{2\pi h}{L} \right) \right]^{-1}, \quad (4.13)$$

где L — длина волны

Отношение $\frac{\Delta P_h}{\Delta P_0}$ можно рассматривать как коэффициент передачи такого “глубинного” фильтра k_h . Длина волны “среза”, т.е. при значении $k_h \approx 0,7$, соответствует $L_c \approx 2,25\pi h$ (рис. 4.11, кривая 1).

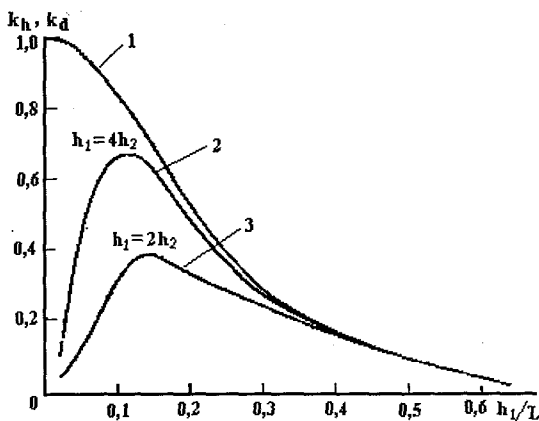


Рис. 4.11. Характеристики пропускания в гидростатических методах измерений колебаний уровня.

Для выделения колебаний уровня в характерных диапазонах длин волн (полосовой фильтрации) располагают два одинаковых преобразователя на разных глубинах h_1 и h_2 по одной вертикали, при этом дифференциальный сигнал

$$\Delta(\Delta P)_h = \Delta P_{h1} - \Delta P_{h2} = \Delta P_0 \left[\left(\operatorname{ch} \frac{2\pi h_1}{L} \right)^{-1} - \left(\operatorname{ch} \frac{2\pi h_2}{L} \right)^{-1} \right]. \quad (4.14)$$

Зависимость коэффициента передачи для такого варианта конструкции

$$k_d = \frac{\Delta(\Delta P)_h}{\Delta P_0}$$

от h_1/L при разных соотношениях h_1/h_2 имеет колоколообразный вид (рис. 4.11, кривые 2 и 3).

При этом значение $(k_d)_{\max}$ может быть найдено из условия

$$\frac{d}{dL} [\Delta(\Delta P)_h] \Big|_{L=L_{\max}} = 0,$$

что приводит к выражению

$$h_1 \operatorname{sh} \frac{2\pi h_1}{L_{\max}} \operatorname{ch}^2 \frac{2\pi h_2}{L_{\max}} = h_2 \operatorname{sh} \frac{2\pi h_2}{L_{\max}} \operatorname{ch}^2 \frac{2\pi h_1}{L_{\max}}, \quad (4.15)$$

решением которого при данных h_1 и h_2 определяется $L_{\max}$, а затем по выражению (4.14) находится

$$(k_d)_{\max} = \frac{\Delta(\Delta P)_h}{\Delta P_0} \Big|_{L=L_{\max}}. \quad (4.16)$$

На практике все же более целесообразно иметь полный вид зависимости $k_h(L)$, чем положение максимума. В этом случае для зарегистрированных колебаний уровня с $L \neq L_{\max}$ в соответствии с зависимостью $k_h(L)$ легко определяются истинные значения амплитуды колебаний на поверхности.

При наблюдениях в одной точке разнесенными по вертикали преобразователями, естественно, определяется период, но не длина волны. Для определения длины волны необходимы полигонные измерения с расположением точек в вершинах треугольника.

4.6.2. Современные гидростатические мареографы

К настоящему времени гидростатический принцип использован в целом ряде моделей мареографов открытого моря, в том числе: ГМ-28, "Пережат", «Кешма», «Прилив-1(2)», WLR 5 (AANDERAA) и др. В качестве примера подобного рода измерительных средств может служить мареограф «Прилив-2» производства АОТ «Опытный завод» (НПП «МАРС»), обладающий достаточно высокими техническими и эксплуатационными характеристиками и нашедший довольно широкое применение при проведении наблюдений в при-

брежной и шельфовой зонах. Данный прибор имеет два режима, один из которых предназначен только для измерений колебаний уровня воды, а второй – и уровня и волнения моря. При этом мареограф «Прилив-2» в обоих случаях может работать как в автономном режиме с записью результатов измерений во внутреннюю память, так и в кабельном варианте с передачей данных на береговой компьютер.

«Прилив-2» (рис. 4.12) имеет следующие технические характеристики:

- предельная глубина постановки 100 м;
- погрешность измерения колебаний уровня воды... 0,02 м;
- диапазон измерений колебаний уровня воды ± 5 м;
- цикличность в режиме измерений:
 уровня и волнения воды 60 мин;
 уровня 15, 30, 60 мин;
- автономность в режиме измерений:
 уровня и волнения воды 35 суток;
 уровня 1 год;
- диапазон измерения температуры воды $-2 \dots +20^{\circ}\text{C}$;
- погрешность измерения температуры $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$;
- скорость обмена по протоколу RS-232 9600 бит/с;
- длина кабельной двухжильной линии связи 500 м.
- габариты корпуса: высота – 370 мм, диаметр – 90 мм;
- масса 3 кг.

В мареографе «Прилив-2» использован вибротронный преобразователь давления типа ПДВ-1Б. Чувствительный элемент такого преобразователя представляет собой единую конструкцию из мембраны и струны, изготовленную из цельного куска специального металлического сплава. Внешнее давление воды непосредственно действует на мембрану, деформация которой изменяет натяжение струны. В результате частота возбуждаемых резонансных колебаний струны оказывается зависящей от входного гидростатического давления. При изменении этого давления в пределах от 0 до 10 000 гПа частота изменяется от 3000 до 3800 Гц.

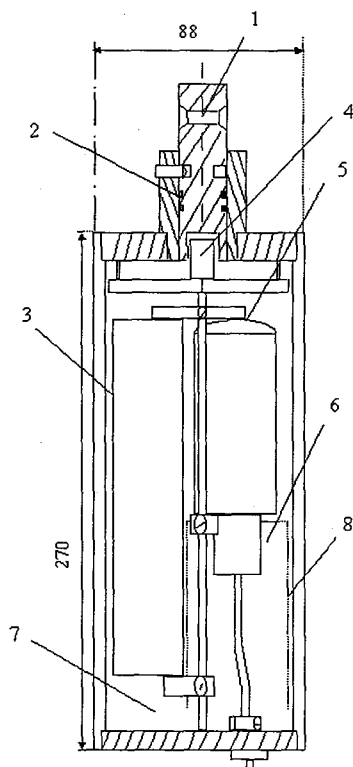


Рис. 4.12. Конструкция мареографа «Прилив-2».

Обозначения: 1 – рым-заглушка, 2 – кольца уплотнительные, 3 – корпус, 4 – разъем герметичный, 5 – преобразователь давления ПДВ-1Б, 6 – плата электронная, 7 – блок питания, 8 – трубка соединительная.

В режиме измерения только колебаний уровня воды получение информации о величине гидростатического давления производится путем 150-кратного измерения интервала времени, равного продолжительности 256 периодов выходной частоты преобразователя ПДВ-1Б. Результат каждого измерений кодируется 16 двоичными разрядами в виде двух байтов. Одновременно производятся измерения температуры. Измеренное значение температуры записывается в память одним байтом. Такой алгоритм работы мареографа осуществляется в режиме измерения только уровня моря и позволяет про-

изводить наблюдения с любой обозначенной выше цикличностью в течение года.

В режиме измерения уровня и волнения в мареограф заложен иной алгоритм работы. В этом случае измерение гидростатического давления производится каждую секунду в течение 600 секунд. В память записываются все измеренные значения с цикличностью 1 рах в час. При обработке информации и последующем расчете параметров волнения учитывается как глубина постановки мареографа, так и затухание волнения с глубиной. Так как мареограф измеряет гидростатическое давление, которое является суммой давлений воды и атмосферного воздуха, то при обработке необходимо иметь данные об атмосферном давлении за весь период работы мареографа. Перевод гидростатического давления в уровень воды осуществляется с помощью выражения:

$$H = \frac{10P}{\rho g}, \quad (4.17)$$

где H – уровень воды в см; P – значение гидростатического давления в гПа; ρ – плотность воды в г/см³; g – ускорение свободного падения в м/с².

Электронная схема мареографа выполнена на микросхемах 564 серии, которые использованы для построения генератора синусоидального сигнала питания дросселей возбуждения струны чувствительного элемента датчика ПДВ-1Б. Для обработки сигналов согласно вышеописанному алгоритму служит микроконтроллер PIC14000 фирмы MicroChip с тактовым генератором на 4 МГц, а для записи результатов – полупроводниковая статическая память объемом более 1 Мбит, построенная на четырех микросхемах 24C256. В состав мареографа также входит электронный таймер, который обеспечивает заданный режим цикличности включения мареографа.

Для измерения температуры внутри корпуса мареографа используется термометр микропроцессора. Значения этой температуры используется для введения поправок к показаниям преобразователя ПДВ-1Б и на изменение внутреннего давления внутри корпуса мареографа за счет изменений температуры.

Конструктивно мареограф «Прилив-2», как показано на рис. 4.12, выполнен в виде цилиндра из нержавеющей стали, один из

торцов которого закрыт съемной крышкой, а другой – наглухо заварен. Внутри цилиндра на его разъемной крышке расположены:

- вибротронный преобразователь давления ПДВ-1Б;
- электронная схема;
- источник питания (четыре сухих элемента).

На глухом торце цилиндра имеется рым-заглушка, которая герметичным образом закрывает извне доступ к разъему прибора. Через этот разъем осуществляется подключение мареографа к персональному компьютеру для считывания данных из памяти или для передачи информации по кабельной линии длиной до 500 м в реальном масштабе времени. При этом обмен информации между мареографом и персональным компьютером осуществляется по протоколу RS-232. Для обеспечения устойчивой связи и исключения влияния электромагнитных помех на конце кабеля имеется адаптер, представляющей собой оптронную пару, организующую связь мареограф – компьютер по токовой петле.

Глава 5. СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕЧЕНИЙ

5.1. Измерения течений с автономных подводных буйковых станций

5.1.1. Позиционные измерители

При выполнении наблюдений за течениями с буйковых станций используются позиционные и профильные измерители течения. Первые из них дают информацию о течении на фиксированном горизонте своего расположения, а вторые – о профиле течения на определенном достаточно протяженном расстоянии толщии воды.

В настоящее время наибольшее распространение получили автономные позиционные измерители течения с вертушечными, электромагнитными и акустическими преобразователями скорости водного потока. При этом используются однокомпонентные и двухкомпонентные варианты измерений.

В однокомпонентном варианте направление течения определяется по положению корпуса прибора или специального флюгера, ориентированных в водном потоке, а в двухкомпонентном – кроме положения корпуса дополнительно учитывается соотношение ортогональных компонент вектора скорости.

В первом варианте для ориентации корпуса прибора по течению используют специальные стабилизаторы, а для крепления к буйрепу буйковой станции – карданную систему. Все это значительно усложняет конструкцию. В результате увеличиваются линейные габариты прибора, что делает практически невозможным его применение в ряде задач, например, при оперативных подледных измерениях через лунку во льду. При наблюдениях в слоях океана с существенной пространственно-временной изменчивостью, когда инерционность корпуса прибора и трение в элементах его крепления не позволяют точно отслеживать изменения направления водного потока, подобный способ определения направления приводит к появлению дополнительных методических погрешностей. Именно таким образом сконструированы приборы с однокомпонентным роторным преобразователем скорости – модели RCM-4, -5, -6, -7 норвежской фирмы AANDERAA INSTRUMENTS.

Известны однокомпонентные измерители течения, в которых направление движения водного потока определяется отдельным малогабаритным флюгером. Они свободны от рассмотренных выше недостатков. Как правило, инерционность такого флюгера согласована с динамическими характеристиками вертушки и компаса. Подобную конструкцию имеют приборы 9407 VACM американской фирмы *Oregon Environmental Instruments, Inc. (OEI)* и SLS-11 французской фирмы *Suber*. Однако, эти измерители имеют относительно большой вес и значительные габариты, что затрудняет их использование без специального спуско-подъемного оборудования, тем самым, они мало применимы при оперативных измерениях непосредственно со льда или с малотоннажных судов. По этим же причинам при таких работах не нашли широкого применения двухкомпонентные пропеллерные измерители течения: отечественные АЦИТ, Вектор и американский VMCM.

Тем не менее, вертушечные преобразователи еще не потеряли своего значения. Современные технологии океанологического приборостроения позволяют существенно снижать их весогабаритные характеристики при сохранении требуемых метрологических свойств.

Из измерителей с электромагнитными преобразователями сейчас получили наибольшее распространение двухкомпонентные приборы S-4 американской фирмы *Inter Ocean*. Известны относительно дешевые приборы RCM-9 норвежской фирмы *AANDERAA INSTRUMENTS*. Однако область применения электромагнитных преобразователей скорости существенно ограничена необходимым уровнем солености морской воды, а конкретнее – ее электрической проводимости. При использовании таких приборов в морской воде с соленостью менее 5 е.п.с. (единиц практической шкалы) величина выходной ЭДС оказывается крайне низкой и нестабильной, а погрешности измерений скорости течения могут достигать до 40%.

Акустические измерители энергетически неэкономичны, а их характеристики также в значительной степени зависят от гидрофизических характеристик, в частности, от скорости звука, которая варьирует в широких пределах (см. подробнее об этом, например, в работе [57]). Такого типа приборы выпускаются американской фирмой *FSI*.

В задачах океанологических измерений течение рассматривается (ГОСТ 18454-73) как однонаправленное движение масс воды в океане,

параллельное условной границе воздух-вода и дну, а скорость – как двумерный вектор в системе географических координат, осредненный за некоторое время t_0 . Продолжительность t_0 устанавливается такой, чтобы до минимума снизить искажения результатов, вызванные собственными движениями измерительных устройств, и одновременно отфильтровать высокочастотные турбулентные пульсации воды. Выбор длительности временного интервала в пределах от 10 до 60 минут дает возможность изучать мелкомасштабные и мезомасштабные вариации течений без искажений энергонесущей части спектра.

Рассмотрим алгоритмы получения составляющих скорости в автономных измерителях течений.

Искомое значение $\bar{V}_{cp}$ средней скорости течения за время t_0 определяется через ряд ее дискретных значений $\bar{V}_{ti}$ в виде средневзвешенного значения:

$$\bar{V}_{cp} = \sum \frac{\Delta t_i}{t_0} \bar{V}_{ti}. \quad (5.1)$$

В качестве преобразователей азимутальной ориентации в автономных измерителях течения преимущество используют обычные механические компасы. Принято градуировочные характеристики вертушечных и пропеллерных преобразователей скорости водного потока описывать соотношением вида:

$$V = k_v f_v. \quad (5.2)$$

Поскольку произведение $\Delta t_i V_{ti}$ есть путь S_i , проходимый частицами воды между измерениями ее мгновенных значений $\bar{V}_{ti}$, то искомая величина $\bar{V}_{cp}$ также может быть определена в виде среднего пути за время t_0 в системе неподвижных географических координат. Тогда уравнение, описывающее алгоритм получения средних значений меридиональной V_m и широтной $V_{ш}$ составляющих этой скорости, для двухкомпонентных приборов имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{ш} &= \frac{\xi_0 k_v}{t_0} \left(\sum_{i=1}^n \frac{\sin \beta_i \operatorname{sign} i}{\cos \varphi_i} + \sum_{j=1}^m \frac{\cos \beta_j \operatorname{sign} j}{\cos \varphi_j} \right), \\ \bar{V}_m &= \frac{\xi_0 k_v}{t_0} \left(\sum_{i=1}^n \frac{\cos \beta_i \operatorname{sign} i}{\cos \varphi_i} - \sum_{j=1}^m \frac{\sin \beta_j \operatorname{sign} j}{\cos \varphi_j} \right), \end{aligned} \quad (5.3)$$

где β_i, β_j – значения компасного угла в момент совершения пропеллером полного оборота на угол ξ_0 ;
 $\text{sign } i, \text{sign } j$ – направления вращения пропеллеров;
 n и m – числа оборотов за время t_0 ;
 φ_i, φ_j – углы отклонения преобразователя скорости от вертикали по показаниям инклинометра;
 k_v – гидрометрический шаг пропеллера, показывающий зависимость частоты f , его вращения от скорости набегающего водного потока, действующего вдоль оси вращения.

Таким образом, рассмотренный алгоритм основан на суммировании единичных отрезков пути S_0 , проходимых потоками воды вдоль оси вращения каждого из пропеллеров.

Алгоритм векторного осреднения скорости течения для однокомпонентных вертушечных приборов предполагает обработку сигналов, поступающих от магнитного компаса, флюгера и ротора, для получения в процессоре меридиональной u и широтной v составляющих среднего вектора скорости течения по следующим соотношениям:

$$\begin{aligned} u &= \frac{k}{T} \sum_1^n \sin \varphi_i = \frac{k}{T} \sum_1^n \sin(\alpha_i - \beta_i), \\ v &= \frac{k}{T} \sum_1^n \cos \varphi_i = \frac{k}{T} \sum_1^n \cos(\alpha_i - \beta_i), \end{aligned} \quad (5.4)$$

где α_i, β_i – соответственно, значения компасных углов и углов ориентации флюгера в i -ый момент времени при формировании импульса с ротора;

φ_i – угол ориентации вектора скорости течения V_i относительно магнитного меридиана;

k – масштабирующий коэффициент, зависящий от величины гидрометрического шага ротора и других характеристик;

T – интервал дискретизации или осреднения скорости;

n – число измерений компасного угла и угла ориентации флюгера за время T .

Отсчет всех углов $\alpha_i, \beta_i, \varphi_i$ осуществляется от нулевой оси “0°” корпуса прибора.

На основе рассмотренных принципов разработаны две модификации приборов «Вектор»: «Вектор-1» – с двухкомпонентным пре-

образователем скорости, а «Вектор-2» – с однокомпонентным преобразователем скорости и малогабаритным флюгером для определения направления потока.

Прибор «Вектор-2» производства АООТ «Опытный завод» (НПП «МАРС», г. Гатчина) обладает следующими эксплуатационными характеристиками:

- масса для глубин до 2 км не более.....3 кг;
- габаритные размеры (включая ротор и флюгер):
 высота.....0,4 м;
 диаметр.....0,1 м;
- дискретность измерений....1 мин, 5 мин, 10 мин, 30 мин или 1 час;
- срок автономной работы...1 год при дискретности измерений 1 час.

Метрологические характеристики «Вектор-2» приведены ниже в таблице 5.1.

Таблица 5.1.

Наименование измеряемой величины	Диапазон измерений	Предел основной погрешности	Примечание
Скорость V течения, м/с	0,005...2,5	$\pm 0,001 \dots \pm 0,03 V$	Порог трогания ротора 0,001 м/с
Направление течения	0...360°	$\pm 3^\circ$	
Температура, °C	-2...36	$\pm 0,05$	Постоянная времени – 5 с
Давление, МПа	0...20	$\pm 0,3(0,5\%P_m)$	P_m – верхний предел диапазона измерений давления

Конструктивно «Вектор-2» представляет собой цилиндр, в нижнем торце которого располагаются ротор 1 и флюгер 2, а на верхнем – рым 3 для крепления измерителя к буйрепу и разъем для подключения к компьютеру (см. рис. 5.1). Все электронные компоненты прибора на двух печатных платах 5 вместе с компасом 6 и батарейном блоком 7 питания размещены внутри герметичного корпуса 8 цилиндрической формы, изготовленного из немагнитной нержавеющей стали или титана.

Прибор осуществляет циклические измерения меридиональной и широтной составляющих средней скорости течения, температуры

окружающей воды и величину гидростатического давления с регистрацией полученных результатов в автоматическом режиме с заданной дискретностью по командам, поступающим от таймера к процессору. В течение интервала времени между циклами регистрации процессор прибора выполняет обработку сигналов, поступающей от ротора 1 и флюгера 2, а в конце этого цикла осредненные данные о скорости и результаты измерений мгновенных значений температуры и давления заносятся в память. Обработка производится согласно формулам (5.2) алгоритма векторного осреднения скорости, занесенных в ПЗУ процессора.

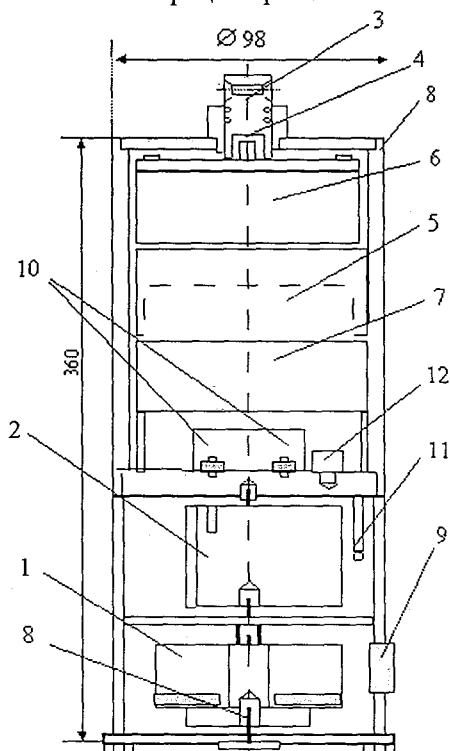


Рис. 5.1. Конструкция измерителя «Вектор-2».

В измерителе «Вектор-2» чувствительный элемент скорости водного потока выполнен в виде ротора Савониуса диаметром око-

ло 80 мм. Ротор 2 имеет самобалансирующуюся систему 8 крепления в одной нижней точке опоры, что снижает порог трогания ротора и повышает чувствительность прибора к изменениям скорости течения. Шаг ротора составляет примерно 180–200 мм. Для преобразования частоты вращения ротора в число-импульсный код служит индуктивный преобразователь 9. Этот преобразователь на каждый оборот ротора 2 вырабатывает четыре импульсных сигнала, тем самым изменение мгновенного значения скорости фиксируется с пространственным разрешением не менее 50 мм. Электрические импульсы подсчитываются процессором и совместно с данными об ориентации корпуса регистратора и угле разворота флюгера обрабатываются согласно алгоритму векторного осреднения скорости.

Для определения направления водного потока относительно корпуса регистратора служит малогабаритный флюгер 3. Для определения положения флюгера применен индуктивный преобразователь 10. Этот преобразователь включен в схему генератора, выходная частота которого меняется в зависимости от угла разворота флюгера вокруг своей оси. В отличие от широко применявшихся ранее магнитных муфт этот преобразователь, также как и преобразователь вращения ротора, не оказывает влияния на работу компаса, а в сочетании с использованием одной точки опоры флюгера – максимально увеличивает его чувствительность к колебаниям направления течения.

Ориентация корпуса измерителя относительно геомагнитного поля определяется с помощью магнитного компаса 4. В данном варианте конструкции применен механический магнитный компас с самобалансирующейся картушкой и емкостным преобразователем угол-фаза гониометрического типа. Конструкция компаса не чувствительна к наклонам прибора в пределах углов $\pm 20^\circ$.

В качестве первичного измерительного преобразователя температуры в приборе применен медный терморезистор 11, а в качестве преобразователя давления 12 – преобразователь промышленного производства «Сапфир-22» с полупроводниковым чувствительным элементом тензометрического типа.

Для преобразования сигналов, поступающих с датчиков, в соответствие с требуемыми алгоритмами векторного осреднения скорости служит микроконтроллер PIC 14000 американской фирмы

Microchip. Основу микроконтроллера составляет 16-разрядный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и высокопроизводительный RISC-процессор с раздельными 14-битной шиной команд и 8-битной шиной данных. Микроконтроллер выполнен по маломощной высокоскоростной КМОП-технологии и обладает исключительно низким энергопотреблением от источника питания 5 В. В результате средний ток потребления прибора «Вектор-2» не превышает 3 мА при скорости течения 2,5 м/с и дискретности регистрации 1 мин.

5.1.2. Акустические доплеровские методы измерения профиля характеристик течения

Акустические доплеровские методы измерения характеристик течения на различных горизонтах основаны на измерениях доплеровского сдвига частот f_d между зондирующей акустической импульсной посылкой и сигналом, отраженным от облучаемых слоев воды (рис. 5.2). Метод предполагает излучение акустических сигналов по четырем фиксированным направлениям – лучам, расположенным в пространстве под углами 90° друг к другу. При этом зондирующий луч 4 пересекает слой воды, в котором определяется искомая горизонтальная скорость V движения частиц воды, под углом θ , примерно равном 30° . Таким образом, скорость V в направлении зондирующего акустического сигнала частоты f_s определится как: $V = C_{зв} f_d / (2f_s \cos\theta)$, где $C_{зв}$ – скорость распространения в воде зондирующего акустического сигнала.

Физическая основа данного метода заключена в том, что морская вода практически во всех районах Мирового океана и окраинных морей на всех глубинах обладает некоторой способностью отражать акустические сигналы. Эта способность определяется наличием в морской среде планктона или других биоорганизмов, пузырьков воздуха, взвесей донных грунтов или неоднородностью гидрофизических характеристик воды. Поэтому в месте расположения излучателя через некоторый интервал времени после посылки в воду акустического импульса удастся принять и зафиксировать отраженный сигнал. Временное разделение этого сигнала позволяет оценить отражающую способность водной среды применительно к каждому отдельному глубинному слою. Вода в океане, которая в данном случае может послойно рассматриваться как отражающая

акустическая поверхность, перемещается со скоростью течения относительно источника зондирующего сигнала. В результате частота отраженного сигнала в месте посылки согласно эффекту Доплера оказывается отличной от частоты излучения на величину Δf_d . В процессе совместного анализа и обработки отраженных сигналов, поступающих со всех четырех направлений, по которым производится зондирование толщи воды, по каждому из слоев вычисляется истинная величина скорости и определяется направления течения воды на данном конкретном горизонте.

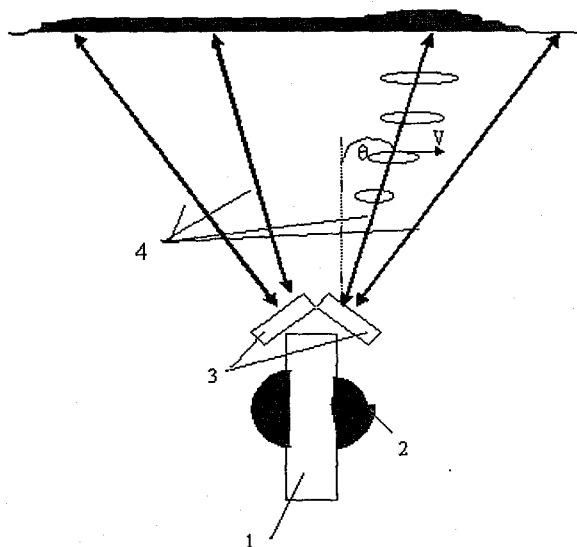


Рис. 5.2. Акустический доплеровский профилограф характеристик течения.

При непрерывном излучении сигналов, приеме и анализе отраженных сигналов удастся выполнить определение скорости и направления течения в относительно протяженной (до сотен метров) толще воды. Таким образом, описываемый метод дает информацию о характеристиках *профиля* течения. Выделение слоев в профиле при каждом зондировании осуществляется на основе временного разделения отраженных сигналов, время появления которых с учетом известной величины скорости распространения зондирующего сигнала может быть отнесено к конкретному горизонту наблюдений.

На основе описанного метода целый ряд зарубежных фирм приступил к производству акустических доплеровских измерителей течения. Наиболее совершенные конструкции предлагает фирма «RD-Instrument» (США). Имеется несколько модификаций таких приборов, пригодных для работы в автономном режиме на буйковых, том числе подледных станциях. Это приборы RD-SC/DR 0075, RD-SC/DR 0150 RD-SC/DR 0300 с частотой зондирующего сигнала соответственно: 75,150 и 300 кГц. Подобный прибор, установленный на несущем бье 2 подводной станции (см. рис. 5.2), позволяет проводить измерения характеристик течения в толще воды вплоть до самого поверхностного слоя. В случае расположения профилографов у дна они дают информацию о придонных течениях. Полученные таким образом данные накапливаются во внутренней памяти прибора. Число выделенных слоев может составлять до 128. Погрешность измерений скорости не превышает $\pm 5\%$, а направления — $\pm 10^\circ$.

При наличии на поверхности моря дрейфующих льдов такие приборы, располагаемые на базе подводных автономных станций, позволяют определять характеристики дрейфа (направление и скорость) этих льдов.

В практике океанологических исследований также находят свое применение *судовые акустические профилографы* характеристик течений. Как правило, они обладают такими же метрологическими характеристиками, что и приборы, предназначенные для измерений на автономных буйковых станциях. При этом для получения истинной скорости движения воды относительно дна информация о доплеровском сдвиге частоты дополнительно обрабатывается с учетом данных о направлении и скорости движения судна, на котором располагаются эти приборы.

5.2. Термогидрометрические методы измерения скорости течения

При экспериментальных исследованиях термогидрометрические преобразователи находят применение преимущественно для определения турбулентных параметров потока — пульсаций скорости в широком диапазоне частот. Это обусловлено их хорошими динамическими свойствами. У применяемых термогидрометров величина постоянной

времени, в принципе, может быть уменьшена до значений порядка 10^{-2} с, что позволяет производить измерения пульсаций вплоть до частот 10^2 Гц при соответствующих условиях эксплуатации.

Принцип действия типичного термогидрометрического преобразователя ТГП заключается в следующем. Если в движущуюся среду, имеющую температуру t_w , поместить термопреобразователь, нагретый до температуры t_g , причем $t_g \gg t_w$, то поток тепла от преобразователя к среде будет зависеть не только от разности $(t_g - t_w)$, но также от скорости движения среды V_w . В результате оттока тепла температура преобразователя при заданном и постоянном значении его подогрева будет уменьшаться пропорционально V_w . Такое уменьшение Δt_g может служить сигналом измерительной информации о значении V_w .

Описанный режим использования термогидрометров называют *режимом постоянства тока* ТГП. Дело в том, что подогрев ТГП, как правило, обеспечивается за счет прохождения электрического тока нагрева I_g через подогревный элемент с сопротивлением R_g . В таком варианте при $I_g = \text{const}$ и $R_g = \text{const}$ выделяемая в ТГП тепловая мощность $Q_g = I_g^2 R_g$ оказывается постоянной.

Кроме режима $I_g = \text{const}$ термогидрометры используются в *режиме постоянства температуры*: $t_g = \text{const}$. При этом варьирующей величиной, пропорциональной V_w , оказывается выделяемая мощность Q_g , а при $R_g = \text{const}$, соответственно, ток нагрева I_g .

Выбор режима в реальных измерительных устройствах с ТГП обуславливается преимущественно конструктивными требованиями. Каких-либо принципиальных различий метрологических свойств между этими двумя возможными режимами использования ТГП не наблюдается.

В качестве основы конструкций ТГП применяют преобразователи температуры (например, [57]). Причем, преимущественное применение получило использование проволочных и полупроводниковых терморезисторов (ПТР и ППТР) специальных конструкций.

Различают термогидрометры прямого и косвенного нагрева. При прямом нагреве терморезисторы используют в качестве ТГП без каких-либо конструктивных дополнений. Выделение требуемой тепловой мощности Q_g в этом случае обеспечивается за счет прохождения тока через терморезистор. При этом задают ток, существен-

но увеличенный по сравнению с током в режиме использования ПТР или ППТР как преобразователей температуры.

Термогидрометры косвенного нагрева (рис. 5.3) содержат самостоятельную цепь с сопротивлением, выполненным, например, в виде нихромовой проволоки, которая при прохождении по ней тока обеспечивает выделение требуемой тепловой мощности в объеме ТГП. При косвенном нагреве в качестве основы ТГП могут применяться термодары (рис. 5.3, а), типичные ППТР в виде цилиндрических (б) и бусиновых (в) конструкций, а также специальные микро-ППТР с нитью подогрева, вмонтированной в их корпус (з).

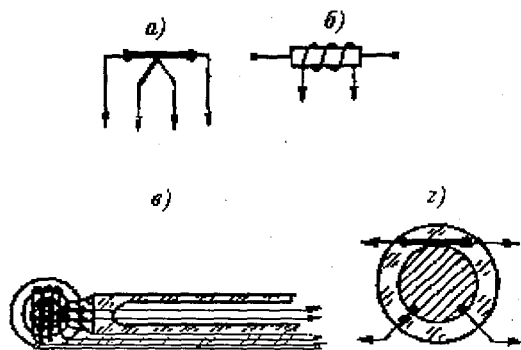


Рис. 5.3. Конструкции термогидрометрических преобразователей косвенного нагрева.

В любом варианте конструкции ТГП должен быть электрически изолирован от воды с целью исключения шунтирования. Это требует либо применения диэлектрических покрытий (лаковых, эмалевых, эпоксидных и т.д.), либо размещения ТГП в специальном защитном корпусе, аналогичном корпусам термопреобразователей для измерений в воде на глубинах (например, [57]). Диэлектрические покрытия, как правило, нестойки к агрессивному действию морской воды и могут использоваться лишь в ТГП экспериментального назначения, т.е. при проведении ограниченных во времени измерений. Кроме этого, диэлектрические покрытия не защищают ТГП от воздействия гидростатического давления, а у ПТР и, особенно, у ППТР от давления существенно зависят все метрологиче-

ские характеристики. В связи с этим конструкции с простыми покрытиями могут применяться лишь вблизи поверхности.

Размещение ТГП в защитном корпусе, несомненно, намного надежнее, однако при этом значительно возрастает постоянная времени и измерения ограничиваются частотным диапазоном, не превышающим единиц герц.

Уравнение теплового баланса термогидрометрического преобразователя прямого нагрева на основе ПТР, расположенного в движущейся среде, можно записать в следующем виде:

$$I_g R_t = (R_t - R_w) \left(A + B \sqrt{V_w} \right) + \frac{H_t}{\alpha R_0} \frac{dR_t}{d\tau}, \quad (5.5)$$

где I_g – ток нагрева, протекающий через ПТР;

R_t – сопротивление нагретого ПТР;

R_w – сопротивление ПТР при температуре потока;

A и B – параметры, зависящие от физических свойств ТГП и среды;

V_w – скорость движущейся среды;

H_t – теплоемкость ТГП;

α – температурный коэффициент сопротивления ПТР;

R_0 – сопротивление ПТР при $T = 273$ К;

τ – время.

В режиме постоянства тока ($I_g = \text{const}$) величиной, пропорциональной измеряемой скорости V_w , т.е. сигналом измерительной информации ТГП является сопротивление R_t . Как следует из выражения (5.5), R_t является функцией не только V_w , но также и R_w , которое, в свою очередь, есть не что иное, как характеристика температуры движущейся среды t_w . Таким образом, функция преобразования (5.5) оказывается неоднозначной, и для задач определения являются необходимыми дополнительные измерения температуры t_w , причем, не только среднего значения $\overline{t_w}$, но и ее пульсаций δt_w непосредственно в месте расположения ТГП. Однако, несомненно, что температура вблизи ТГП существенно искажена за счет воздействия теплового потока от ТГП. Тем самым, измерения $\overline{t_w}$ и δt_w необходимо проводить на некотором удалении от ТГП и, как правило, впереди по потоку. Подобное разделение преобразователей приводит к

дополнительным погрешностям из-за пространственных различий значений $\overline{t_w}$ и δt_w .

В результате суммарная погрешность ТГП может достигать значительных величин. В частности, применительно к режиму постоянства тока ТГП погрешность из-за некорректного учета температуры среды может достигать 10–15%.

Таким образом, ТГП целесообразно использовать преимущественно при исследованиях турбулентных пульсаций скорости течения, где высокая погрешность в какой-то мере компенсируется возможностями существенного расширения диапазона частот измеряемых пульсаций. Кроме того, с помощью ТГП из-за их малых пространственных размеров становятся возможными измерения тонких профилей скорости, в частности, в подледном слое воды.

В настоящее время наиболее качественной формой конструкции ТГП считается форма клина, располагаемого вершиной в направлении основного потока. Клин выполняется из стекла либо кварца. На обе его поверхности наносятся площадки термочувствительных элементов: с одной стороны – площадка нагреваемого элемента, с другой – компенсационного. Площадки должны располагаться на одинаковом удалении от вершины клина (обычно 1,5–2,0 мм). Толщина площадок составляет 1–2 мкм. Для защиты от действия морской воды площадки покрываются по специальной технологии диэлектрическими пленками SiO_2 толщиной 0,1–0,2 мкм.

В подобной конструкции нагреваемый и компенсационный элементы ТГП разделены термоизоляционной основой клина, но расположены максимально близко друг к другу. С учетом характеристик обтекания клина можно считать, что они находятся практически в одинаковых условиях, что существенно снижает рассматривавшуюся выше погрешность из-за некорректного учета температуры.

5.3. Специальные электрохимические методы измерения скорости течения

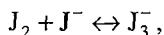
Принципиальной особенностью электрохимических преобразователей является очень низкий порог чувствительности, составляющий 0,5–1,0 мм/с, что позволяет их использовать для ряда специальных измерительных задач, в частности, для определения вертикальных скоростей, при изучении вертикальных профилей скоро-

сти течения в пограничных слоях, например, в подледном слое воды и т.д. Наряду с низким порогом чувствительности некоторые конструкции имеют чрезвычайно малые габариты, что создает существенные дополнительные преимущества.

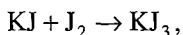
В самом общем случае электрохимический преобразователь выполнен в виде электролитической ячейки 1 (рис.5.4), которая с двух сторон закрыта упругими мембранами 2 и 3 и содержит два одинаковых отсека 4 и 5, заполненных специальным электролитом и сообщающихся между собой через узкий канал 6. Внутри отсеков расположены металлические аноды 7 и 8, а внутри соединительного канала – катод 9. В качестве электролита могут быть использованы водный либо спиртовой растворы йодида-трийодида или ферри-ферроцианида.

При воздействии потока воды на одну из мембран возникает разность давлений между отсеками 4 и 5, что вызывает протекание электролита по каналу 6. Ввиду различных размеров поверхностей катода и анодов влияние процессов восстановления ионов на величину тока в ячейке намного сильнее, чем процессов окисления. Тем более что концентрация окисленной формы ионов в электролите обычно выбирается в 10–50 раз меньше концентрации восстановленной формы. А интенсивность процесса восстановления связана со скоростью протекания электролита по каналу.

Структура электролита типа йодид-трийодид формируется следующим образом. В водный раствор йодида калия (КJ) добавляется небольшое количество кристаллического йода. В воде йодид калия диссоциирует на ионы калия и йода. При добавке кристаллического йода происходит образование комплексных ионов трийодида:



а также молекул трийодида калия



которые, в свою очередь, диссоциируют на K^+ и J_3^- .

Подключение электродов ячейки к источнику постоянного напряжения приводит к следующим процессам. Приходящие к аноду ионы J^- , которые находятся в избытке благодаря высокой концен-

трации КJ, окисляются. На катоде же происходит реакция восстановления

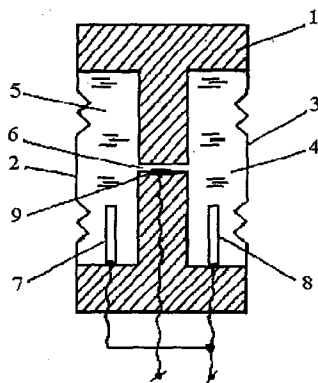
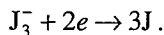


Рис. 5.4. Конструкция мембранного электрохимического преобразователя.

Интенсивность этой реакции связана с доставкой J_3^- к катоду. При отсутствии перетекания электролита ток катода очень мал и обусловлен лишь скоростью диффузии, а при перетекании ток возрастает пропорционально скорости перетекания, а тем самым – гидродинамическому давлению на мембрану.

Таким образом, порог чувствительности по скорости перетекания оказывается очень малым и близким к значению скорости диффузии J_3^- в растворе. Порог чувствительности по скорости течения, воздействующего на мембрану, конечно выше и определяется упругими свойствами мембраны. В связи с этим в преобразователях наиболее целесообразно применение мембран с малой жесткостью.

Электролит типа ферри-ферроцианид используется реже, чем йодид-трийодид из-за меньшей чувствительности ячеек, а также из-за его нестойкости и токсичности.

В качестве электродов в ячейках используются благородные металлы и их сплавы (платина, иридий, платиноиридий и др.). Напряжение, подаваемое на электроды, не должно превышать 0,9 В с целью устранения возможности электролиза и образования газовых пузырьков.

Наличие мембран в рассмотренной конструкции предопределяет тот очевидный факт, что преобразователь оказывается чувствительным лишь к переменным давлениям и к переменным скоростям течения. Постоянное течение через некоторый промежуток времени приводит к ситуации, когда гидродинамическая сила компенсируется силой упругости мембраны и перетекание электролита по соединительному каналу прекращается.

Отмеченный факт не является каким-либо недостатком, а всего лишь предопределяет условия использования преобразователя. Действительно, в гидрофизике достаточно много задач измерений переменных течений, например, волновых.

Чтобы измерять не только переменные, но и постоянные течения, необходимо принципиальное устранение мембран. В таком случае в качестве электролита выступает минерализованная вода. Безмембранный преобразователь, как и предыдущий, содержит малых размеров катод и больших размеров анод. При этом определяющее влияние на величину тока в ячейке оказывают процессы восстановления на катоде, тем самым, ток зависит от скорости течения вблизи катода, а порог чувствительности по скорости течения близок к значению скорости диффузии для данных условий.

Подаваемое на преобразователь постоянное напряжение в этой конструкции по-прежнему не должно превышать 0,9 В. При этом сигнал измерительной информации при малых значениях скорости представлен весьма малыми значениями тока (порядка 10^{-6} А) и его последующее усиление наталкивается на некоторые технические трудности.

Следует также отметить, что из-за замены специального электролита его эквивалентом – минерализованной водой, характеристика преобразования оказывается зависящей от ионного состава и степени минерализации воды.

Одним из перспективных направлений, позволяющих повысить чувствительность и стабильность преобразования, может служить использование электрохимических эффектов, происходящих в цепи переменного тока [7]. Для таких условий оба электрода имеют одинаковые малые размеры и выполняются, например, в виде конусных выступов, впрессованных в стержни из диэлектрика, либо в виде аналогично впрессованных торцов проволоки (рис. 5.5, а).

В зонах контакта электродов с водой образуются двойные электрические слои, которые в цепи переменного электрического тока эквивалентны по действию конденсаторам $C_{дс}$ с сопротивлением утечки R_y (рис. 5.5, б). Комплексные сопротивления этих участков включены последовательно с активным сопротивлением воды R_w .

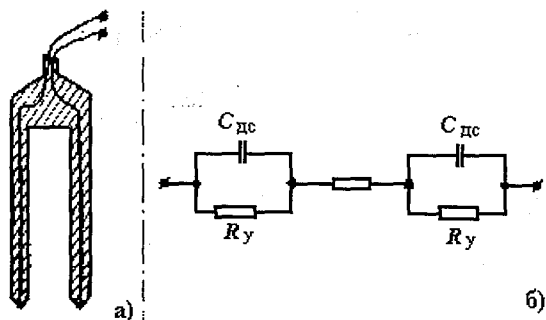


Рис. 5.5. Конструкция безмембранного электрохимического преобразователя.

Как известно, двойной электрический слой состоит из плотной и диффузной частей, причем, толщина плотной части составляет величину порядка размеров отдельных молекул, а толщина диффузной части достигает 100...200 мкм. Эквивалентная емкость $C_{дс}$ зависит от распределения потенциала в обеих частях слоя, от толщины слоя и от интенсивности электрохимических электродных процессов в слое при прохождении тока. От этих же параметров зависит и сопротивление R_y . Значение емкости $C_{дс}$ для слоя, образованного катионами, примерно соответствует 16...20 мкФ/см².

Естественно, уменьшение зоны контакта, например, до размеров торца проволоки диаметром 0,1 мм, приводит к уменьшению значения каждой емкости $C_{дс}$ до 1000...1500 пФ, а значит – к повышению роли приэлектродного слоя в формировании комплексного сопротивления Z_j участка цепи между электродами.

При движении воды в приэлектродной области возникает ряд эффектов, связанных с динамикой двойного слоя. Наиболее характерным из них является формирование так называемого *потенциала протекания*, обусловленного выносом зарядов из диффузной части в направлении движения. В результате такого выноса заряд двойно-

го слоя уменьшается по сравнению с исходным. Соответственно, уменьшается его емкость вследствие известной взаимосвязи:

$$C_{\text{дс}} = \frac{Q_{\text{дс}}}{\Delta\varphi}, \quad (5.6)$$

где $Q_{\text{дс}}$ – заряд слоя;

$\Delta\varphi$ – разность потенциалов между электродом и жидкостью.

При подключении электродов к цепи переменного тока уменьшение емкостей $C_{\text{дс}}$ эквивалентно возрастанию комплексного сопротивления преобразователя Z_j . Одновременно вследствие движения воды изменяется интенсивность окислительно-восстановительных процессов на электродах. Это также влияет на результирующее значение Z_j .

В работе [57] приведена серия статических характеристик преобразователя, полученная при различных значениях температуры и солености воды. В качестве иллюстрации, демонстрирующей возможности преобразователя, эти данные показаны на рис. 5.6. Представляет интерес способ получения этих данных. Поскольку в стандартных гидравлических лотках создание надежно контролируемых сверхмалых скоростей ($<1...2$ см/с) представляет собой довольно сложную задачу, то получение статических характеристик производилось в специальном лабораторном бассейне, где вода оставалась неподвижной, а над ее поверхностью перемещалась с заданной скоростью площадка. К ней крепился опускаемый в воду стерженек преобразователя. Для измерений он подключался к схеме RC-генератора повышенной стабильности, соответственно, в качестве выходного сигнала использовалась частота следования импульсов.

Как следует из рис. 5.6, каждая из характеристик с достаточно хорошим приближением может считаться линейной в диапазоне $0 \div 1$ см/с. Это, естественно, не означает, что она остается такой же при существенном расширении диапазона, ведь процессу выноса зарядов свойственно некоторое насыщение, поскольку они удерживаются электрическим полем двойного слоя. Выявленная на серии характеристик зависимость от температуры и солености возникает, в основном, вследствие влияния этих величин на R_w . Это влияние, в принципе, может быть скомпенсировано путем включения в измерительную схему компенсационной пары электродов с большой площадью контактов.

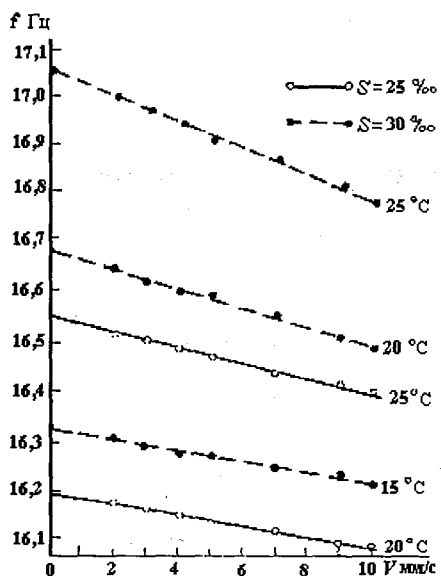


Рис. 5.6. Серия статических характеристик двухэлектродного электрохимического преобразователя.

Оценка случайной погрешности по результатам лабораторных испытаний у исследованного преобразователя составила $\pm 0,4$ мм/с при доверительной вероятности $P = 0,95$.

Значительный интерес при измерениях малых скоростей движения в подледном слое воды представляют многоэлементные электрохимические преобразователи, у которых существенно уменьшена зависимость выходного сигнала от исходной концентрации электролита. Для подледных условий это действительно очень важно, поскольку здесь соленость сильно изменчива из-за процессов таяния-замерзания, а также за счет стекания рассола. В многоэлементных преобразователях применяются *инжектирующие* и *считывающие* электроды. Принцип действия состоит в том, что инжектирующий электрод, являющийся, например, анодом, обеспечивает заданное изменение концентрации окисленной формы ионов. Считывающие электроды, являющиеся в таком случае катодами, расположены на двух разных расстояниях от инжектирующего

и реагируют на создаваемое им изменение концентрации, причем, ближний электрод реагирует, естественно, сильнее, чем дальний. Тем самым, между считывающими электродами возникает разность токов, пропорциональная скорости движения. Для обеспечения такого режима работы электроды располагаются соответствующими парами, подключаемыми к самостоятельным источникам тока, либо имеют один или два индифферентных электрода большого размера.

В некоторых конструкциях многоэлементных преобразователей в качестве сигнала измерительной информации используется не разность токов между считывающими электродами, а промежуток времени, за который зона с измененной концентрацией ионов проходит расстояние между инжектирующим и считывающим электродами. Т.е. в этом случае реализуется метод вносимых в поток "меток" (например, [57]), только «метка», в отличие от других известных конструкций, создается электрохимическим путем.

Применение рассмотренных конструкций в *подледном слое* требует обычно их вмораживания. В силу этого при проведении экспериментов наиболее целесообразно планировать не просто измерение скорости в подледном слое, а измерение профиля этой скорости. Соответственно, необходим распределенный по вертикали набор ИП с возможностью их оперативной коммутации в измерительном устройстве. В таком варианте процессы нарастания либо таяния льда не приводят к прекращению экспериментов – изменяется лишь сочетание используемых ИП.

Кроме того, важно учитывать, что двухэлектродные электрохимические ИП реагируют (при соответствующей конструкции) на *модуль скорости* течения. Многоэлементные же ИП, как следует из описанного принципа действия, являются *векторными* измерителями. Соответственно, их использование во вмораживаемом варианте требует модернизации, а именно – введения дополнительных считывающих электродов (не менее двух пар), располагаемых под углом 120° относительно первой пары, либо по ортогональным направлениям. При этом инжектирующий электрод, естественно, располагают в центре системы.

Обработка информации в таких конструкциях производится известными приемами – определением полного вектора по значениям составляющих. В результате получают направление и скорость потока.

Глава 6. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ТОЛЩИНЫ ЛЕДЯНОГО ПОКРОВА

6.1. Автоматические контактные методы измерений толщины льда

Измерение толщины льда в натурных условиях производится преимущественно вручную (например, [26]). Обычно используется специальная рейка с откидной планкой, эту рейку можно опустить в прорезанную во льду лунку, прижать планку к нижней поверхности ледяного покрова и произвести отсчет положения верхней поверхности по нанесенной на рейку шкале.

Естественно, этот метод наиболее надежен, но требует выхода наблюдателей на лед, прорезания лунки, например, с помощью кольцевого бура, и последующих измерений. Подобные выходы не всегда возможны, в частности, из-за погоды. В результате получают малорепрезентативные данные, неравномерно распределенные во времени. Кроме того, при ручном методе невозможно получить данные в начальный период образования ледяного покрова, ведь на непрочный лед наблюдателям просто нельзя выйти.

Известен автоматический метод непрерывного контроля толщины льда, в котором используется измерительный преобразователь (ИП) в виде катушки индуктивности с однослойной спиральной обмоткой 1 (рис. 6.1, а) на жестком каркасе. Катушка вмораживается в лед 2, а ее выводы 3 подключаются к измерителю индуктивности. Подобный измеритель может быть выполнен на самых различных принципах. Физическая сущность метода состоит в том, что часть катушки, находящаяся в воде, шунтируется вследствие высокой электрической проводимости воды, и значения измеряемой индуктивности оказывается связанным с размерами той части катушки, которая находится в толще льда. При этом лед обычно рассматривается как диэлектрик без активных потерь. Это очень важный момент.

Неучет активных потерь играет основную роль в формировании погрешности метода. Действительно, объемная электрическая проводимость льда может изменяться в пределах $1,5 \dots 5 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}^{-1} \text{ м}^{-1}$. Эти данные характерны для натурального льда. Эквивалентная схема индуктивного преобразователя, помещенного в среду с ко-

нечной проводимостью, упрощенно может быть представлена в виде параллельно соединенных индуктивности L и активного сопротивления R_n (рис. 6.1, б). Тогда модуль комплексного сопротивления ИП будет равен

$$|Z_{ин}| = \frac{\omega L R_n}{\sqrt{R_n^2 + \omega^2 L^2}}, \quad (6.1)$$

где ω – круговая частота питающего напряжения ИП.

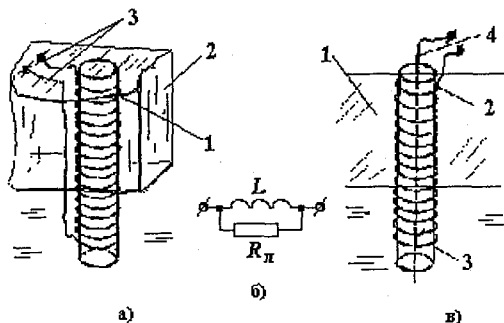


Рис. 6.1. Конструкции индуктивных преобразователей толщины льда.

Относительная изменчивость комплексного сопротивления

$$\frac{\Delta|Z_{ин}|}{|Z_{ин}|} = \frac{R_n^2 \Delta L}{L(R_n^2 + \omega^2 L^2)} + \frac{\omega^2 L^2}{R_n^2 + \omega^2 L^2} \frac{\Delta R_n}{R_n}. \quad (6.2)$$

Считая, что $R_n \approx 3\omega L$, а $\Delta R_n / R_n \approx \Delta\sigma_n / \sigma_n$, где σ_n – удельная электрическая проводимость, получим, что погрешность за счет неучета изменчивости σ_n может достигать $\pm 5\%$.

Индуктивный преобразователь может использоваться в несколько ином варианте (рис. 6.1, в). Этот вариант можно назвать резонансным. В этой конструкции в лед 1 вмораживается катушка индуктивности 2 на жестком каркасе 3. Но по оси цилиндрического каркаса 3 дополнительно закреплен металлический штырь 4. В качестве выводов сигнала измерительной информации здесь используются один из выводов катушки 2 и отвод от штыря 4. Это сочетание представляет собой так называемую *спиральную однородную линию задержки*, и характеризуется следующими особенностями.

При распространении вдоль линии электромагнитного сигнала происходит его отражение от границы лед-вода. Это обусловлено резкими различиями электрических проводимостей льда и воды. Отраженный сигнал возвращается к началу линии и при частоте, соответствующей длине линии, т.е. толщине льда, совпадает по фазе с исходным сигналом. Тем самым, у такой конструкции формируются резонансные свойства. Соответственно, по значению резонансной частоты можно автоматически определять толщину льда.

Автоматическое определение резонансной частоты преобразователя производится следующим образом. К входу ИП подключается источник переменного напряжения с частотой, изменяющейся по линейному закону в заданных пределах в течение заданного промежутка времени (развертка частоты). При совпадении частоты источника с резонансной частотой ИП скачком возрастает напряжение на зажимах. Сигналом измерительной информации является промежуток времени, прошедший от начала развертки до скачка напряжения. Широко известными приемами этот промежуток времени преобразуется в числовое значение.

Принцип, заложенный в основу резонансных ИП, несомненно, более надежный, чем у чисто индуктивных ИП. В этом варианте от проводимости льда и воды преимущественно зависит добротность линии задержки, но не промежуток времени, отображающий толщину льда. Тем не менее, падение добротности из-за связанных с проводимостью льда активных потерь в линии приводит к "размыванию" резонансного скачка напряжения и, соответственно, к возрастанию погрешности.

Представляется перспективным емкостный метод [4], где активные потери во льду не влияют на результат измерений. В этом методе ИП выполнен как конденсатор, одной из обкладок которого является проводящая вода. ИП вмораживается в лед, и изменение толщины льда приводит к изменению площади этой обкладки и, соответственно – к изменению емкости конденсатора. В емкостном методе сравнительно несложными конструктивными приемами (преимущественно за счет увеличения площади контактирования с водой) может быть получена на порядок более высокая чувствительность, чем в предыдущих конструкциях. При этом благодаря устранению влияния проводимостей льда и воды случайная по-

грешность измерений уменьшается до значений порядка $\pm 0,1 \dots 0,5\%$.

Рассмотрим вариант конструкции подобного преобразователя, приведенный на рис. 6.2.

В лед 1 вмораживают емкостные чувствительные элементы 2 и 3 и опорный элемент 4. Все три элемента укреплены в углах платформы 5, опирающейся на поверхность ледяного покрова. Оба чувствительных элемента выполнены в виде жесткой одинарной петли из металла, защищенного диэлектрической оболочкой 6. Опорный элемент 4 выполнен в виде металлического штыря с контактной площадкой 7 на нижнем конце. Длина элементов 2, 3 и 4 превышает максимально возможную толщину льда 1, поэтому нижние участки элементов 2 и 3 и контактная площадка 7 постоянно находятся в воде под ледяным покровом.

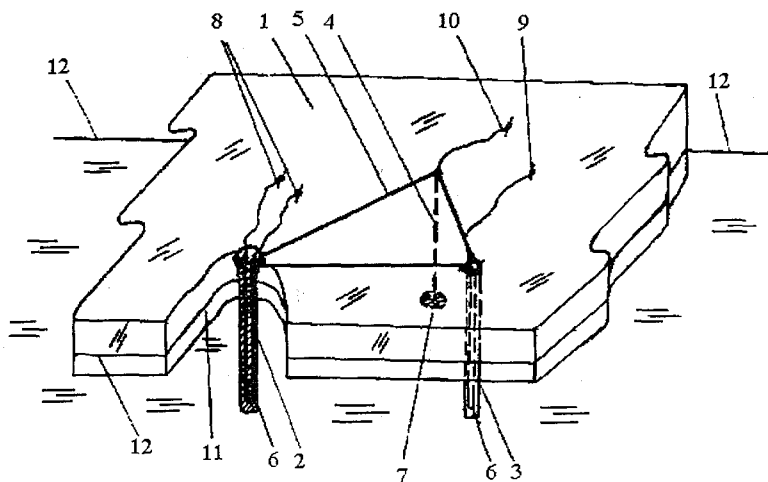


Рис. 6.2. Конструкция измерителя толщины льда с емкостными ИП.

Для измерений толщины льда достаточно использовать один из чувствительных элементов, в частности, элемент 3. Но возможности рассматриваемого измерительного устройства шире. С его помощью можно также определять плотность льда. Принцип определений плотности основан на измерении глубины погружения льда в воду.

Плотность определяется по формуле:

$$\rho_{\text{л}} = \frac{h_w \rho_w}{h_{\text{л}}}, \quad (6.3)$$

где h_w — глубина погружения льда в воду; $h_{\text{л}}$ — толщина льда; ρ_w — плотность воды.

Для одновременных с измерениями толщины измерений плотности льда чувствительный элемент 2 обоими своими выводами 8 подключается к источнику постоянного тока, обеспечивающему нагрев элемента, а в результате — протаивание лунки 11. В эту лунку поднимается вода до своего свободного уровня 12, обусловленного различиями плотностей воды и льда и соответствующего уровню при свободно плавающей льдине.

Последнее замечание является очень важным. Действительно, в реальных условиях приполярных акваторий автоматические измерения толщины наиболее целесообразны в припае. Но здесь это условие “свободно плавающей льдины” нарушается, поскольку пластина припайного льда скреплена с берегом. В этой ситуации возникает подпор воды в лунке.

При наличии подпора воды целесообразен вариант конструкции, показанный на рис. 6.3. В этом варианте в лед вмораживают два кольцевых чувствительных элемента 1 и 2 (рис. 6.3). Каждый из элементов выполнен в виде сетки из изолированного провода, расположенной по образующей кольца и наложенной на прочную основу. Оба элемента соосны и имеют разные диаметры. Длина образующей каждого кольца превышает максимально возможную толщину льда. По оси обоих чувствительных элементов устанавливается опорный элемент 3 в виде металлического штыря с контактной площадкой 4 на нижнем конце. Площадка в процессе измерений должна полностью находиться в воде подо льдом.

Все элементы скреплены между собой легкой рамой 5, опирающейся на поверхность ледяного покрова.

Скрепляющую чувствительные элементы раму наиболее целесообразно выполнить из полых трубок, создающих плавучесть, тем самым, устройство может быть установлено в требуемой точке *перед началом замерзания*.

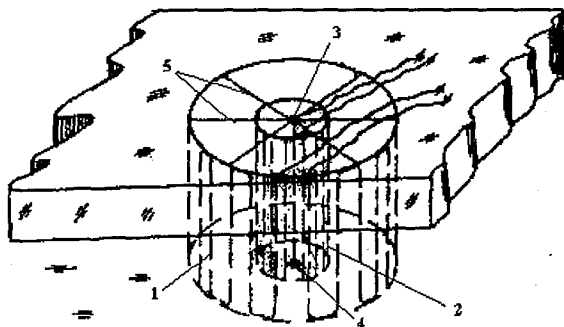


Рис. 6.3. Конструкция емкостного измерителя толщины льда для использования в припайных льдах.

Каждая из сеток чувствительных элементов имеет два вывода. Оба вывода используются только в наружном элементе, во внутреннем используется только один из выводов.

Один из выводов каждого чувствительного элемента 1 и 2 совместно с выводом от опорного элемента 3 подключены к самостоятельным измерительным преобразователям 4 и 5 в виде резистивно-емкостных мостов типа моста Соти (рис. 6.4).

Диагонали питания обоих мостов подключены к выходам генератора 6, а выходные диагонали — к отдельным узлам выпрямления напряжения 7 и 8. Выход узла 7 подсоединен к инвертирующему входу дифференциального узла 9 и одновременно — к входу двухканального регистратора 10 напряжения. Выход узла 8 подсоединен к неинвертирующему входу узла 9, а выход узла 9 — ко второму входу регистратора 10.

Оба вывода сетки наружного чувствительного элемента дополнительно подсоединены к источнику напряжения нагрева 20.

Принцип действия устройства состоит в следующем.

Перед началом измерений подается напряжение нагрева на сетку наружного элемента, что приводит к протаиванию кольцевой лунки. Момент протаивания фиксируется по резкому изменению характеристик элемента. При наличии гидростатического подпора воды выплавленный образец льда совместно с чувствительными и опорными элементами подвсплывает. По внутреннему кольцевому элементу, который остается замороженным, определяется толщина

льда, а по наружному – положение поверхности воды относительно верхней кромки льда.

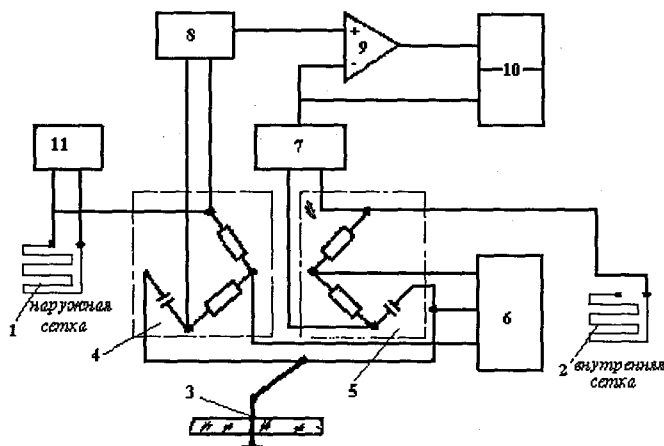


Рис. 6.4. Функциональная схема измерительной части установки.

Действие чувствительных элементов основано на следующем. Поскольку в сетках используется изолированный провод, то между ним и электропроводной водой создается распределенная емкость. Величина емкости, естественно, зависит от уровня покрытия сетки водой. Для внутреннего элемента этот уровень совпадает с нижней поверхностью льда, а для наружного – является уровнем погружения выплавленного образца льда в воду. По двум этим величинам и известной плотности воды в соответствии с формулой (6.3) определяется плотность льда.

Возможности автоматических (в данном случае – с помощью распределенной емкости) изменений уровня электропроводной жидкости существенно превышают “ручные” возможности (с помощью мерной рейки). При “гладкой” поверхности воды может быть обеспечена абсолютная погрешность $\pm 0,2$ мм (шероховатая нижняя поверхность льда “сглаживается” за счет естественного осреднения распределенной емкости по окружности чувствительного элемента).

6.2. Акустические методы измерения толщины и скорости дрейфа льда

Акустические методы измерения толщины льда по его осадке, предназначенные для использования в составе аппаратуры на буйковых станциях, базируются на принципах активной обратной гидролокации ледяного покрова при известной глубине расположения гидролокатора. Для получения информации о толщине льда по результатам измерения его осадки h_w одновременно обрабатывается информация о гидростатическом давлении и времени t_d прохождения эхосигнала до льда и обратно. Данные о гидростатическом давлении P на горизонте расположения «обратного эхолота» и расстоянии D до нижней кромки льда являются достаточными для определения h_w по формуле

$$h_w = \frac{P}{\rho_w g} - D = \frac{P}{\rho_w g} - \frac{C_{зв} t_d}{2}, \quad (6.4)$$

где $C_{зв}$ — скорость звука в воде; ρ_w — плотность воды.

Таким образом, измерительная задача получения информации об осадке ледяных полей целиком сводится к отдельным довольно известным задачам.

Из выражения (6.4) видно, что результат, к сожалению, зависит не только от качества инструментальных измерений t_d и P , но также от весьма изменчивых гидрофизических характеристик: скорости звука и плотности воды. Эта изменчивость требует соответствующего учета, в противном случае могут формироваться существенные погрешности.

Кроме того, пересчет осадки h_w в толщину льда h_l обычно должен производиться с учетом плотности льда. В рассмотренном же методе для пересчета используется среднее соотношение между надводной и подводной частями льдин, которое составляет, как известно, 1:5.

Высказанные замечания необходимо учитывать при анализе результатов, получаемых с помощью средств измерений, реализующих подобные методы. Это особенно важно при работе с зарубежными СИ.

Акустические методы измерения скорости дрейфа льда аналогичны доплеровским профилографам течения (п. 5.1.2), за исклю-

чением того, что отражающим объектом являются не неоднородности слоев воды, а нижняя граница льда (см. рис. 5.2). При этом величина доплеровского сдвига частоты f_d отраженных от условной границы вода-лед эхосигналов, полученных в результате активной гидролокации льда, оказывается однозначно связана со скоростью V_d его дрейфа следующим соотношением:

$$V_{d1(2)} = \frac{C_{зв} f_{d1(2)}}{2 f_3 \sin \theta}.$$

Зондирование выполняется по нескольким ортогональным направлениям сигналом частоты в импульсном режиме под некоторым углом θ к вертикали.

Для учета влияния пространственного фактора и исключения соответствующих погрешностей, по аналогии с измерителями течения, параллельно с измерениями f_d производят измерения углов наклона прибора и его ориентации относительно геомагнитного поля. Ввиду того, что плотность воды ρ и скорость $C_{зв}$ распространения в ней акустических сигналов являются функциями температуры, солености и давления, то для обеспечения 2–3% точности измерений $\bar{V}_d$ и h_d выполняются одновременно измерения этих величин, и с их помощью уточняется значение $C_{зв}$ для данного района работ.

Метрологическое обеспечение канала измерения скорости дрейфа льда базируется: с одной стороны – на общегосударственной системе обеспечения единства измерений и соответствующих стандартах, регламентирующих порядок аттестации и поверки СИ частоты, плоского угла (инклинометр), магнитных компасов, а с другой – на аттестации алгоритмов измерений,

В настоящее время акустические средства измерения толщины дрейфующего льда выпускаются в Норвегии (прибор ES-300) и в США (измеритель ADIS). Последний также предназначен для автоматического измерения скорости и направления дрейфа льда на подледной буйковой станции. ADIS может применяться для мониторинга морских ледяных полей с подледной буйковой станции и различных гидротехнических сооружений при его размещении на глубинах от 100 до 300 м и сроках автономной работы до трех месяцев.

Он имеет следующие технические характеристики:

- диапазон измерения компонент скорости дрейфа льда: 0,05...1 м/с с погрешностью $\pm 0,02$ м/с $\pm 10\%$ от измеряемой скорости;
- дискретность измерений: 1, 15, 30, 60 с; 15, 30, 60 мин;
- диапазон рабочих глубин: min – 100 м, max – 300 м;
- срок автономной работы: 1 год;
- погрешность измерения азимутальной ориентации: $\pm 10^\circ$;
- масса измерителя: в воздухе – до 25 кг, в воде – 15 кг;
- габариты: высота до 0,68 м, диаметр – 0,35 м;
- несущая частота зондирующего сигнала: 150 кГц, длительность импульса: 16 мс, число направлений зондирования – 4, угол их наклона к вертикали – 30° .

Глава 7. СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ВНУТРЕННИХ ВОЛН

7.1. Особенности задач и методик выполнения измерений

Особенности задач измерений. Как известно, внутренние волны формируются в области высокоградиентных зон горизонтального либо наклонного простирания – в пикноклине и его разновидностях: термоклине и галоклине. Изучение внутренних волн необходимо для установления их роли в различных гидрофизических процессах, в частности, в процессах вертикального перемешивания.

Роль внутренних волн становится особенно важной в тех случаях, когда другие формы инициирования вертикального обмена становятся мало значимыми, например, в условиях устойчивой стратификации водных масс.

Применительно к задачам измерений во всём широком спектре формируемых в море внутренних волн целесообразно выделить два диапазона: длиннопериодный и короткопериодный. Граница между ними довольно условна и определяется методическими возможностями измерений. К *длиннопериодным* целесообразно отнести те волны, измерение характеристик которых можно производить с помощью *стандартных методов и технических средств*, т.е. периодическим зондированием слоя воды, включающего пикноклин. Такое зондирование может обеспечиваться как с помощью традиционных батометров с глубоководными опрокидывающимися термометрами (ТГ), так и с применением СТД-систем.

Как известно, возможности зондирования ограничены рядом причин, в первую очередь – ограниченной скоростью свободного падения в воде. В связи с этим формируется некоторая предельно возможная дискретность измерений $\Delta\tau_{\min}$, с которой связаны возникающие ограничения по периоду регистрируемых волн:

$$T_{\min} = (2,5 \dots 3) \Delta\tau_{\min}.$$

Эта взаимосвязь обусловлена применением критерия Котельникова

$$f_k = (2\Delta\tau)^{-1}$$

и оценками погрешности регистрации на частоте f_k (например, [57]), которая может превышать 100%.

В силу поставленных в данной работе задач *стандартные методы и средства* здесь не рассматриваются

Регистрация короткопериодных волн, т.е. с $T < T_{\min}$, требует применения иных методов и средств, которые рассматриваются ниже.

Следует отметить, что рассмотренное разделение никак не связано с физикой процессов возбуждения и распространения внутренних волн. С физических позиций внутренние волны делятся на *длинные, средние, короткие и очень короткие* (например, [34]). Это деление выполнено в основном по соотношению между длиной волны и толщинами верхнего и нижнего слоев моря.

Кроме собственно *внутренних волн*, т.е. *распространяющихся квазипериодических колебаний* положения зоны раздела, целесообразно выделить *вариации положения* зон раздела, которые могут быть локальными, т.е. *нераспространяющимися* возмущениями, не обязательно имеющими квазипериодический характер. Такие возмущения представляют интерес в силу разных причин. По-видимому, важнейшей из них является то, что подобного рода возмущения могут *инициировать* формирование типичных *распространяющихся* внутренних волн.

Методические особенности измерений. Измерение амплитуд и периодов внутренних волн может производиться в одной точке наблюдений, например, с использованием заякоренной буйковой станции, либо непосредственно с припайного льда.

При задаче изучения всех характеристик распространяющихся волн (амплитуда, период, длина волны, фазовая скорость, направление распространения) становятся необходимыми полигонные измерения с размещением измерительных устройств не менее чем в трех разнесенных по акватории точках.

Схема размещения в вершинах прямоугольного треугольника (рис. 7.1) с равными катетами L_{1-2} и L_{1-3} при распространении волны вида

$$\Psi(\tau) = \Psi_m \cos(\omega\tau - kx), \quad (7.1)$$

где $\omega = 2\pi/T$ — круговая частота, T — период волны; $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, λ — длина волны; x — координата, ортогональная фронту волны;

позволяет определить по фазовым сдвигам сигналов скорость и направление распространения.

Действительно, направление распространения относительно линии точек 1 и 2:

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{\Delta\phi_{1-3}}{\Delta\phi_{1-2}}, \quad (7.2)$$

где $\Delta\phi_{1-3}$ и $\Delta\phi_{1-2}$ – фазовые сдвиги регистрируемых сигналов между точками 1–3 и 1–2.

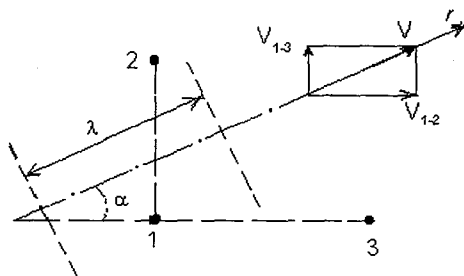


Рис. 7.1. Схема полигонных измерений

Составляющие скорости распространения

$$\begin{aligned} V_{1-2} &= \frac{L_{1-2} \cos^2 \alpha}{\Delta\phi_{1-2}}; \\ V_{1-3} &= \frac{L_{1-3} \sin^2 \alpha}{\Delta\phi_{1-3}}, \end{aligned} \quad (7.3)$$

где L – расстояния между точками 1–2 и 1–3.

Расположение точек в виде прямоугольного треугольника, естественно, не является единственным. Рассмотрим равносторонний полигон из трех пунктов наблюдений (рис. 7.2).

Координаты пунктов наблюдений в указанной на рисунке системе получаются следующими: $P_1(0;0)$, $P_2\left(\frac{l}{2}; \frac{l\sqrt{3}}{2}\right)$, $P_3(l;0)$, где

l – длина стороны треугольника.

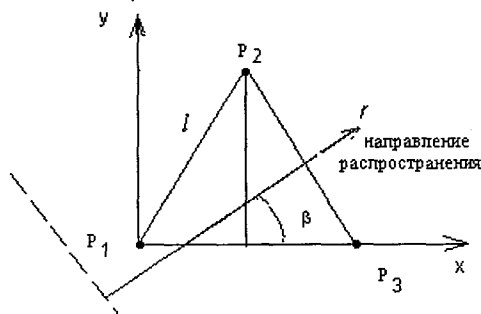


Рис. 7.2. Схема полигона в виде равностороннего треугольника.

Если отсчитывать фазовые сдвиги регистрируемых сигналов в точках P_2 и P_3 по отношению к точке $P_1 (\varphi_1 = 0)$, то при распространении волны вида (7.1) в направлении r эти сдвиги получаются следующими:

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= 0; \\ \varphi_2 &= \frac{l}{2}k_x + \frac{l\sqrt{3}}{2}k_y; \\ \varphi_3 &= lk_x;\end{aligned}\tag{7.4}$$

где индексы "1", "2" и "3" относятся к соответствующим точкам P , k_x и k_y – составляющие волнового числа по осям x и y .

Соответственно, результирующее волновое число будет связано с фазовыми сдвигами выражением:

$$k = \sqrt{k_x^2 + k_y^2} = \frac{2}{l\sqrt{3}} \sqrt{\varphi_2^2 - \varphi_2\varphi_3 + \varphi_3^2},\tag{7.5}$$

а направление распространения относительно оси Ox :

$$\beta = \arctg \frac{k_y}{k_x} = \arctg \frac{2\varphi_2 - \varphi_3}{\varphi_3\sqrt{3}}.\tag{7.6}$$

В работе [64] предлагается для определения фазовых сдвигов вычислять функции взаимной корреляции регистрируемых сигналов $\psi(\tau)$:

$$R_{j1}(\theta) = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} [\psi_j(\tau) - \overline{\psi_j}] [\psi_1(\tau + \theta) - \overline{\psi_1}] d\theta; (j = 2; 3); \quad (7.7)$$

где θ – временной сдвиг функции.

Соответственно, по максимумам функций $R_{2,1}(\theta)$ и $R_{3,1}(\theta)$ можно определить значения временных сдвигов θ_2 и θ_3 , связанных с фазовыми сдвигами соотношениями:

$$\varphi_2 = \frac{\theta_2}{T}; \quad \text{и} \quad \varphi_3 = \frac{\theta_3}{T}, \quad (7.8)$$

где T – средний период регистрируемых волн.

Несомненно, что все приведенные рассуждения справедливы для полигона с длиной стороны, существенно меньшей длины регистрируемых волн.

Вычисленные значения волнового числа и периода волн позволяют легко определить фазовую скорость распространения:

$$C_{\text{вн}} = \frac{\omega}{k} = \frac{\pi l \sqrt{3}}{T \sqrt{\varphi_2^2 - \varphi_2 \varphi_3 + \varphi_3^2}}, \quad (7.9)$$

или, с учетом выражений (7.7) и (7.8):

$$C_{\text{вн}} = \frac{\pi l \sqrt{3}}{\sqrt{\theta_2^2 - \theta_2 \theta_3 + \theta_3^2}}. \quad (7.10)$$

При полигонных измерениях с дрейфующей льдины либо с борта движущегося судна становится необходимым учитывать направление движения и скорость V_c этих базовых основ, поскольку происходит векторное сложение скоростей $C_{\text{вн}}$ и V_c , что приводит к искажениям измеряемых фазовых сдвигов и периодов волн.

Рассмотрим ситуацию собственных движений измерительной системы с расположением вертикальных измерительных линий P_1 , P_2 и P_3 в виде равностороннего треугольника (рис. 7.3). Движение происходит в направлении y . Все линии закреплены в различных местах базовой основы, например, дрейфующей льдины.

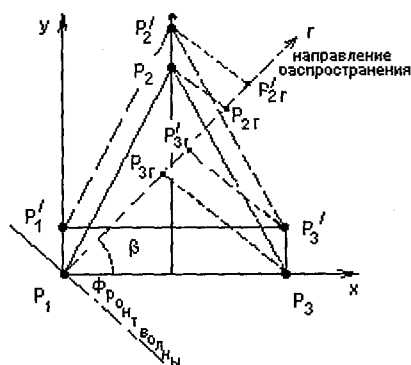


Рис. 7.3. Схема выполнения работ в режиме буксировки системы из трех измерительных линий.

Как и ранее, будем считать в качестве опорной измерительную линию P_1 . У сигналов, зарегистрированных по остальным линиям, наиболее целесообразно определять сдвиги во времени по отношению к сигналу опорной линии.

В этом случае взаимосвязь зарегистрированных сдвигов и характеристик волны можно определить по аналогии с предыдущим вариантом, но с учетом “убегания” точек P_2 и P_3 , проявляющегося через соответствующие проекции на направление распространения волны. Получим

$$\theta_2 = \frac{l \cos(60 - \beta)}{C_{вн}} + \frac{V_c \theta_2 \sin \beta}{C_{вн}}; \quad (7.11)$$

$$\theta_3 = \frac{l \cos \beta}{C_{вн}} + \frac{V_c \theta_3 \sin \beta}{C_{вн}}, \quad (7.12)$$

где l — длина стороны полигона; V_c — скорость судна.

Соответственно, направление и скорость распространения волн получаются следующими:

$$\beta = \arctg \frac{\theta_3 - 2\theta_2}{\theta_3 \sqrt{3}}; \quad (7.13)$$

$$C_{\text{вн}} = \cos \beta \left[\frac{l}{\theta_3} + V_c \left(\frac{\theta_3 - 2\theta_2}{\theta_3 \sqrt{3}} \right) \right].$$

Регистрация периода волн при движении системы измерительных линий требует учета эффекта Допплера, обусловленного движением судна. Действительно, в ситуации, показанной на рис. 7.3, наглядно видно, что регистрируемый период T' будет больше по сравнению с истинным периодом T . Эти различия пропорциональны проекции вектора скорости движения на направление распространения волны. Истинный период можно определить по выражению:

$$T = T' \left(1 - \frac{V_c}{C_{\text{вн}}} \sin \beta \right). \quad (7.14)$$

Соответственно, волновое число

$$k = \frac{2\pi}{T'(C_{\text{вн}} - V_c \sin \beta)}. \quad (7.15)$$

Из выражений (7.14) и (7.15) наглядно видно, что измерения в условиях движения базы могут корректно выполняться лишь в том случае, если скорость базы существенно меньше фазовой скорости распространения волн.

7.2. Методы, основанные на использовании взвешенных поплавков

Основная сущность этих методов заключается в следующем. Если на границе раздела жидкостей с различными значениями плотности поместить некоторый поплавок (рис. 7.4), то на него будет действовать подъемная сила:

$$F(x) = g[V\rho_0 + (\rho - \rho_0) \int_0^x S(x) dx], \quad (7.16)$$

где V – объем поплавка; $S(x)$ – изменяющаяся в направлении OX площадь сечения; ρ_0 – удельный вес жидкости выше границы раздела; ρ – удельный вес жидкости ниже границы раздела.

Для поплавков постоянного сечения

$$F = gS[h\rho_0 + (\rho - \rho_0)X], \quad (7.17)$$

где h – высота поплавка.

Если сила F уравновешена весом поплавка G , то при неизменных ρ и ρ_0 его уровень погружения X остается постоянным, и при вертикальных перемещениях границы раздела поплавок отслеживает эти перемещения.

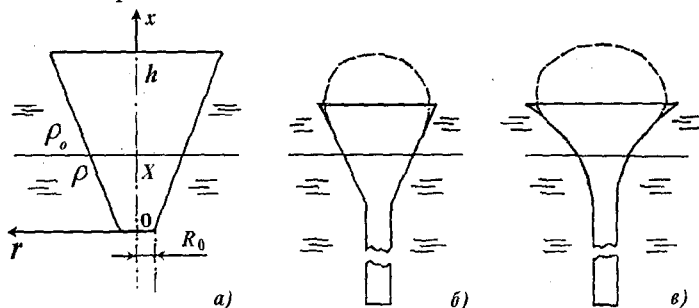


Рис. 7.4. Схема поплавков для отслеживания границы раздела

Достаточно простым и надежным способом преобразования перемещений поплавка в электрический сигнал является акустический. Поплавок 4 в этом случае содержит направленный акустический преобразователь 3 (рис. 7.5, а). Поплавок установлен непосредственно на базовом тросе 2 буйковой станции и уравновешен на границе раздела б. При этом благодаря наличию цилиндрической втулки 5 поплавок имеет возможность свободно перемещаться вверх и вниз при колебаниях границы раздела. На расстоянии L от поплавка жестко закреплен на тросе второй акустический преобразователь 1. Преобразователь 3 (9) подключен к автономной схеме П (рис. 7.5, б), расположенной в герметичном контейнере внутри поплавка. Схема содержит узел автоматики 8, обеспечивающий периодическую смену режима работы (прием либо передача), усилитель 6, устройство формирования излучаемого сигнала 7 и узел автономного питания 5.

Верхняя часть 1 устройства содержит аналогичные узлы: преобразователь 4, узел автоматики 3, усилитель 1 и узел формирования излучаемого сигнала 2. В отличие от автономной части II верхняя часть подсоединена к кабельной линии связи, по которой обеспечивается питание всех узлов и производится передача информации.

Расстояние L между преобразователем 1 (рис. 7.5, а) и поплавком 4 определяется выражением:

$$L = \frac{1}{2} C_{\text{зв}} (\tau_1 + \tau_2 + 2\tau_3) - \Delta L, \quad (7.18)$$

где $C_{\text{зв}}$ — скорость звука; τ_1 — время распространения импульса от преобразователя 1 до преобразователя 3; τ_2 — время распространения импульса в обратном направлении; τ_3 — время задержки импульса при переизлучении; ΔL — постоянная поправка, обусловленная τ_3 .

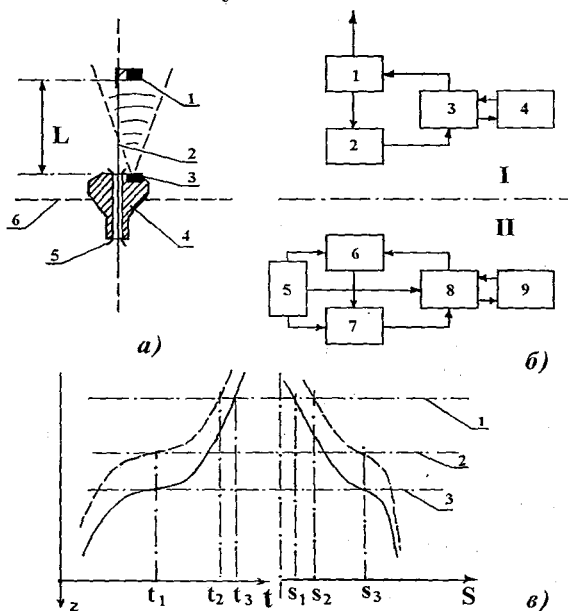


Рис. 7.5. Поплавковое устройство с акустическими преобразователями расстояния.

Поскольку процесс является циклическим, то на выходе усилителя I (рис. 7.5, б) формируется последовательность импульсов с текущей частотой:

$$f_{\text{инф}} = \frac{C_{\text{зв}}}{2(L + \Delta L)}, \quad (7.19)$$

В качестве сигнала измерительной информации может использоваться как $f_{\text{инф}}$ так и $\Sigma\tau = \tau_1 + \tau_2 + 2\tau_3$. Причем, использование $f_{\text{инф}}$ создает определенные удобства при последующих преобразованиях, например, в напряжение (для аналоговой записи), однако при этом возникает задача коррекции нелинейности в зависимости (7.19).

Периодическая смена направления распространения акустических импульсов вызвана необходимостью учета эффекта Доплера, возникающего вследствие движений поплавка. Действительно, при его движении вверх со скоростью V :

$$\tau_1 = \frac{L}{C_{\text{зв}} - V} \text{ и } \tau_2 = \frac{L}{C_{\text{зв}} + V}.$$

Но при их суммировании

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{2LC_{\text{зв}}}{C_{\text{зв}}^2 - V^2} \approx \frac{2L}{C_{\text{зв}}},$$

поскольку $V^2 \ll C_{\text{зв}}^2$.

На результаты измерений оказывает влияние также изменчивость скорости звука. При постановке экспериментов в реальных условиях необходимо учитывать величину:

$$C_{\text{зв}} = \bar{C}_{\text{зв}} + \Delta C_{\text{зв}};$$

где $\bar{C}_{\text{зв}}$ – среднее значение скорости звука на участке L при отсутствии внутренних волн; $\Delta C_{\text{зв}}$ – изменение скорости звука, обусловленное изменениями L .

Наличие $\Delta C_{\text{зв}}$ связано с тем, что при перемещениях границы раздела одновременно перемещаются вертикальные профили температуры $[t(z)]$ и солёности $[S(z)]$ и ввиду их зависимости от z и изменчивости их вертикальных градиентов $\frac{\partial t}{\partial z}$ и $\frac{\partial S}{\partial z}$ вблизи границы

(рис. 7.5, в) появляется эта дополнительная зависимость $C_{зв}$ от L . На рис. 7.5, в линией 1 показано положение неподвижного преобразователя, а линиями 2 и 3 – два различных положения поплавка. В положении 3 величина $C_{зв}$, очевидно, определяется средними значениями t и S в пределах участков профилей от t_1 до t_3 и от S_1 до S_3 . Как известно, например, [15], $C_{зв}$ наиболее сильно зависит от t . При изменениях среднего значения $t_{ср}$ на 1К величина $\Delta C_{зв}$ может достигать 3–4 м/с, что приводит к появлению систематической погрешности измерений L порядка 0,5%, причем, в основном, аддитивной составляющей этой погрешности.

Изменчивость t и S наиболее значительна вблизи границы раздела. В связи с этим целесообразно удлинять поплавков, располагая преобразователь по-прежнему в верхней части. При этом изменения L будут происходить в слое с уменьшенными градиентами t и S и погрешность от $\Delta C_{зв}$ окажется существенно ниже.

Зависимость $\overline{C_{зв}}(t, S)$, несомненно, требует определения t и S перед началом изменений либо непосредственно в процессе их выполнения.

Жестко закрепляемый преобразователь может размещаться не только над границей раздела, но и под нею при соответствующей смене расположения преобразователя на поплавке. Выбор той или иной схемы расположения зависит от характера вертикальных профилей температуры и солености выше и ниже границы раздела, а также от того, куда протянута кабельная линия связи: на берег или на обеспечивающее судно (либо базовую льдину). Рассмотренный на рис. 7.5, а вариант, естественно, более удобен при работе с судна (льдины).

При проведении длительных экспериментов весьма важное значение приобретает изменчивость величины перепада плотностей на границе раздела, из-за чего может нарушаться уравнивание поплавка. В таких случаях существенную роль начинает играть форма зависимости $S(x)$ в выражении (7.16). Поплавки постоянного сечения [$S(x) = \text{const}$], очевидно, менее удобны, поскольку изменения разности $(\rho - \rho_o)$ будут приводить к пропорциональным изменениям X , т.е. величины заглубления поплавка в нижний слой, а это,

в свою очередь, вызовет возрастание систематической погрешности. Более интересными являются формы: усеченного конуса (рис. 7.4, а), усеченного конуса с цилиндром (б), сочетания цилиндра с верхней частью, имеющей поверхность 2-го порядка (в). В частности, для формы (а):

$$F(x) = gV\rho_0 + \frac{\pi R_0^2 x(\rho - \rho_0)}{3} [3 + 3kx + k^2 x^2] g, \quad (7.20)$$

где R_0 – меньший радиус конуса; k – относительный наклон образующей конуса.

Из сравнения выражения (7.20) и (7.16) видно, что одни и те же изменения $(\rho - \rho_0)$ в случае конусной поверхности приведут к существенно меньшим изменениям X , чем при цилиндрической поверхности $[S(x) = \text{const}]$. Еще больший эффект, очевидно, достигается у поверхностей 2-го порядка (в).

Сочетание с цилиндром, полностью погруженным в нижний слой воды (б и в) при условии, что уравнивающий груз располагается в нижней части цилиндра, обеспечивает повышенное значение метацентрической высоты, а тем самым – увеличение остойчивости. Это устраняет возможные перекосы поплавок вследствие действия гидродинамических факторов и облегчает его скольжение по направляющей.

Для улучшения гидродинамических характеристик также целесообразно, чтобы верхняя часть поплавок имела обтекаемую форму (б и в, пунктир).

В описанных методах используются поплавки, которые "привязаны" к определенному пункту наблюдений и обладают возможностью перемещений "вверх-вниз". Обычно это обеспечивается их размещением на жесткой мачте (при малых глубинах) либо на базовом тросе буйковой станции.

При размещении на мачте наиболее целесообразно снабдить поплавок центральной втулкой с подпружиненными подшипниками, "катающимися" по мачте. Это создает необходимую свободу перемещений поплавок, в том числе при действии боковых нагрузок, например, из-за течения.

Размещение поплавок на тросе не позволяет применить подшипники. К сожалению, в таких условиях даже весьма качествен-

ные втулки через некоторое время выходят из строя. Причинами являются наклоны троса, воздействие боковых нагрузок, нарушения конструкции троса и другие. Чтобы избежать этого, целесообразно использовать жесткую трубу, закрепляемую на тросе так, что трос проходит внутри нее. На трубе становится возможным использование поплавка с подшипниками. Возможна также установка трубы на кронштейнах в стороне от троса, что сложнее конструктивно, но удобнее в эксплуатации. Длина трубы в обоих вариантах, естественно, должна превышать ожидаемую высоту внутренних волн. Из-за этого подобные конструкции не всегда возможно реализовать.

Отслеживание колебаний положения пикноклина может обеспечиваться также некоторыми другими методами.

В работе [65] описано устройство для измерения параметров внутренних волн, принцип действия которого основан на автоматическом слежении за положением выбранной изотермы в зоне термоклина. Устройство содержит термочувствительный преобразователь, расположенный на горизонте залегания выбранной изотермы и свободно висящий на нижнем конце многожильного кабеля, являющегося линией связи. Следящая система с серводвигателем расположена над поверхностью моря на стационарной платформе (океанографической башне). Естественно, нет никакой разницы между установкой на платформе и установкой на базовой льдине. На этой же платформе установлена лебедка с электроприводом от серводвигателя следящей системы, а на барабан лебедки намотан верхний конец кабельной линии связи. Устройство работает следующим образом.

Термочувствительный преобразователь в виде ППТР посредством кабеля подключен к мостовой схеме постоянного тока. Схема сбалансирована для определенного значения сопротивления ППТР, соответствующего выбранной изотерме в интервале от 10° до 21°C . При разбалансе выходной сигнал моста после требуемого усиления приводит во вращение серводвигатель, перемещающий преобразователь по вертикали до тех пор, пока мост опять не окажется сбалансированным. Направление вращения серводвигателя определяется знаком напряжения разбаланса.

Кроме термочувствительного преобразователя следящей системы устройство содержит дополнительный преобразователь тем-

пературы, а также преобразователь гидростатического давления. Оба этих преобразователя через линию связи подключены к измерительным схемам, выходные сигналы которых регистрируются на аналоговых самописцах. Запись одного из самописцев позволяет, тем самым, осуществлять непрерывный контроль слежения за выбранной изотермой, а запись второго соответствует вертикальным перемещениям изотермы, т.е. профилю внутренних волн.

Описанное устройство, на первый взгляд, не обладает характерными чертами поплавковых преобразователей. Однако, тем не менее, оно ближе к ним, чем к другим известным типам. Действительно, принципиальная сущность здесь такая же, как и при использовании поплавков – отслеживание вертикальных перемещений некоторого слоя с заданным значением характеристики. Только отслеживание выполняется не пассивно (за счет взаимодействия измерительного устройства и среды), а активно – с помощью специального исполнительного механизма.

Погрешность отслеживания заданной изотермы рассмотренным устройством оценивается в ± 10 см. Однако, хотя в работе [65] об этом и не сообщается, погрешность, по-видимому, зависит от величины градиента температуры в термоклизе, и при малых градиентах существенно возрастает.

Основной недостаток устройства – его громоздкость. В связи с этим возможности его эксплуатации ограничены преимущественно стационарными сооружениями.

Намного интереснее применение поплавковых устройств, отслеживающих внутренние волны, с подводных баз, обычно размещаемых ниже пикноклина. Здесь появляется существенное преимущество: практически полностью отсутствуют гидродинамические воздействия. Ведь глубинные воды достаточно "спокойны". Подобная конструкция может быть реализована на принципах буйковых станций с зондированием "из глубины" (см. п. 1.5.2) с помощью измерительного контейнера (зонда) с положительной плавучестью, свободно всплывающего, а затем принудительно возвращаемого обратно на глубинную базу (например, [46]).

При зондировании в режиме непрерывного перемещения измерительного контейнера пересечение им пикноклина из-за обычно применяемой дискретизации измерений приводит к ряду искажений

получаемой информации. Эти искажения связаны не только с неизбежным злом – несинхронностью отсчетов по различным каналам, что очень важно в условиях высокоградиентной зоны пикноклина, но еще и с перемещениями самой этой зоны. Особенно значимыми становятся такие искажения при зондировании с остановками на заданных горизонтах, например, при необходимости измерения характеристик течений. В этом случае конкретные измерения (отсчеты) оказываются выполнены случайным образом в произвольных “точках” зоны пикноклина, т.е. “ниже–вблизи–выше” и т.д. При этом получаемая информация (совокупность измеренных гидрофизических характеристик, либо временной ряд одной измеренной характеристики) становится нерепрезентативной.

Подробный анализ этих искажений является самостоятельной задачей и выходит за рамки данной работы. Однако, здесь следует отметить, что описываемая далее станция снабжена конструктивными особенностями, в первую очередь предназначенными для устранения таких искажений, а уже во-вторую – для возможности измерения характеристик внутренних волн.

Станция содержит подводный базовый буй 1 (рис. 7.6), который тросом 2 скреплен с установленным на дне якорем 3. С базовым буюм связан подвижный буй 4, в котором размещены преобразователи 5, подключенные к измерительному блоку в контейнере 6. Связь подвижного буя с базовым обеспечивается посредством электролебедки 7 с тросом 8. Двигатель лебедки герметизирован.

Для отслеживания вертикальных перемещений пикноклина подвижный буй 4 снабжен барабаном 9 с намотанным на него запасом троса 8, превышающим ожидаемый размах перемещений. Ось барабана установлена в корпусе буя с возможностью вращения. Однако, эта возможность ограничена демпферами 10, размещенными на оси с обеих сторон барабана.

Каждый из демпферов представляет собой спиральную пружину, один конец которой скреплен с осью барабана, а второй – с корпусом буя.

При реализации задачи измерения внутренних волн подвижный буй 4 поднимают в зону пикноклина, например, до заданной величины градиента плотности, после чего блокируется лебедка 7. Буй 4 продолжает подъем до тех пор, пока резерв положительной плавучести

части не окажется скомпенсированным натяжением пружин демпферов 10. Величина такого дополнительного подъема зависит от плотности окружающей среды и конструктивных характеристик буйа. Целесообразно, чтобы она ненамного превышала половину ожидаемой высоты внутренних волн.

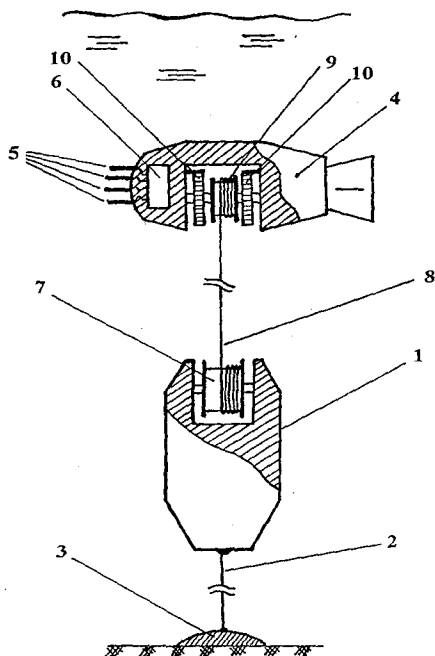


Рис. 7.6. Буйковая система с отслеживанием внутренних волн.

Благодаря отмеченным особенностям буй оказывается как бы "взвешенным" в пикноклине. При прохождении внутренних волн он перемещается вместе с пикноклином. Регистрация перемещений производится по каналу измерения гидростатического давления. При этом возможен контроль качества отслеживания путем параллельных измерений плотности.

Измерения с помощью станции наиболее целесообразно проводить в управляемом варианте, т.е. имея возможность дистанционно регулировать с помощью лебедки 7 среднее положение буйа 4. Это особенно важно, если буй вводится в пикноклин непосредственно в

процессе прохождения волн — в этом случае он может остановиться не на горизонте среднего положения пикноклина, что является оптимальным условием измерений, а выше либо ниже этого горизонта. Например, вблизи вершины волны. В таком случае неизбежны существенные искажения регистрируемых характеристик волн.

Конструктивные параметры буйа 4 и демпферов 10 выбираются из следующих соображений.

Буй с демпфером можно представить как динамическую систему, имеющую массу m_δ , колеблющуюся на пружине с жесткостью W_0 и снабженную успокоителем с вязким трением R_δ (механическим сопротивлением). Динамические свойства системы описываются линейным дифференциальным уравнением 2-го порядка

$$m_\delta \frac{d^2 Y(\tau)}{d\tau^2} + R_\delta \frac{dY(\tau)}{d\tau} + W_0 Y(\tau) = W_0 X(\tau), \quad (7.21)$$

где $X(\tau)$ — периодический сигнал на входе; $Y(\tau)$ — сигнал на выходе.

Решение этого уравнения дает передаточную функцию вида

$$F(i\omega) = \frac{1}{1 + \frac{i\omega R_\delta}{W_0} - \frac{\omega^2 m_\delta}{W_0}}. \quad (7.22)$$

Соответственно, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) системы окажется следующей:

$$|F(i\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2 m_\delta}{W_0}\right)^2 + \frac{\omega^2 R_\delta^2}{W_0^2}}}. \quad (7.23)$$

В системах 2-го порядка, как известно, могут создаваться условия резонанса. Для общего случая эти условия определим из выражения, характеризующего экстремум амплитудно-частотной характеристики:

$$\left. \frac{d|F(i\omega)|}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_p} = 0, \quad (7.24)$$

где ω_p — частота резонанса.

Из выражений (7.23) и (7.24) получим для нашего случая

$$\omega_p = \frac{W_0}{m_\delta} \sqrt{\frac{m_\delta}{W_0} - \frac{R_\delta^2}{2W_0^2}}.$$

Безусловно, что резонанс для анализируемой системы вреден. Он будет отсутствовать, если

$$\frac{m_\delta}{W_0} \leq \frac{R_\delta^2}{2W_0^2},$$

что приводит к выражению

$$W_0 \leq 0,5 \frac{R_\delta^2}{m_\delta}. \quad (7.25)$$

В предельном случае выражение (7.25) приводит к условию $W_0 = 0$, т.е. к ликвидации демпферов. Это явно нецелесообразно, поскольку обязательно вызовет появление слабину троса, а значит – высокую вероятность петлеобразования. Тем самым, условие (7.25) лучше задавать близким к равенству.

Несомненно, что примененный в станции принцип "привязного" поплавка с демпфером может быть с успехом использован также в других устройствах – при размещении базовой основы с лебедкой непосредственно на дне, при размещении базового буйа выше пикноклина (в этом случае подвижный буй снабжается дополнительным грузом) и т.д.

Нет принципиальных препятствий использованию принципа непосредственно с исследовательского судна либо базовой льдины. При качке судна "взвешенный" в пикноклине буй с демпферами в отсутствие внутренних волн будет оставаться на горизонте расположения пикноклина независимо от вертикальных перемещений судна. Здесь важно лишь, чтобы частота среза ω_{cp} амплитудно-частотной характеристики (7.23) следующим образом была связана с минимальным периодом ожидаемой качки $\tau_{k \min}$

$$\omega_{cp} \geq (2,5 \dots 3,0) \pi \tau_{k \min}^{-1}. \quad (7.26)$$

При условии (7.26) все колебания судна попадают в полосу частот пропускания буйа, как динамической системы. Практически во всей этой полосе [от 0 до $(0,7 \dots 0,8) \omega_{cp}$] модуль передаточной функции равен единице.

Частоту $\omega_{\text{ср}}$ можно выразить через параметры демпферов следующим образом. Учитывая, что на этой частоте квадрат модуля передаточной функции равен 0,5, получим из выражения (7.23):

$$\frac{\omega_{\text{ср}}^4 m_{\delta}^2}{W_0^2} + \omega_{\text{ср}}^2 \left(\frac{R_{\delta}^2}{W_0^2} - \frac{2m_{\delta}}{W_0^2} \right) = 1. \quad (7.27)$$

Затем, используя, например, предельный случай равенства в условии (7.25), получим простое решение уравнения (7.27):

$$\omega_{\text{ср}} = \sqrt{\frac{W_0}{m_{\delta}}}.$$

"Взвешивание" буя с демпферами в пикноклине при измерениях с судна несложно обеспечивается регулируемым грузом, расчет величины которого производится по данным вертикального зондирования.

Измерения с базовой льдины могут производиться без рассмотренных усложнений в силу стационарности ее расположения. Однако, как при измерениях с судна, так и при измерениях со льдины необходимо учитывать их собственные движения (дрейф).

7.3. Многоканальные термоградиентные методы

Установки для измерений температуры, содержащие набор последовательно расположенных на разных горизонтах локальных преобразователей температуры, получили название термоградиентных [26]. Хотя, конечно, вертикальные градиенты температуры в таких установках не определяют непосредственно, а лишь путем последующей обработки. Применяются также термины "гирлянда термисторов", "термокоса" и некоторые другие [26, 38, 40, 65].

Если такими многоканальными измерениями охватывается слой воды, включающий термоклин, то, очевидно, прохождение внутренних волн будет отображаться в результатах измерений в виде вариаций локальной температуры на горизонтах, располагающихся достаточно близко от термоклина. Подобный способ наблюдений за внутренними волнами обладает рядом несомненных достоинств, в частности, позволяет оценивать затухание колебаний по обе стороны от термоклина, при наличии прослоек изучать пере-

распределение энергии между ними и т.д. Однако, наличие большого количества преобразователей требует обычно использования многоканальных линий связи (в частности, многоканального кабеля), что делает конструкцию в целом довольно громоздкой.

Ранее широко применялись конструкции судовых буксируемых термоградиентных установок [26, 65], у которых кабельная линия связи с распределенными по ее длине локальными преобразователями температуры на основе полупроводниковых терморезисторов (ППТР) была выполнена в виде специальной цепи, состоящей из звеньев длиной порядка 28 см, имеющих сечение обтекаемой формы. Общая длина цепи – 180 м. Преобразователи располагались по длине цепи на расстоянии порядка 7,5 м друг от друга. Работа с цепью (ее опускание и подъем) осуществлялись с помощью специального подъемника с дизель-гидравлическим проводом. На нижнем конце цепи устанавливался гидродинамический заглубитель.

С целью уменьшения линий связи в современных термоградиентных установках применяют автоматический поочередный вызов преобразователей. При этом результаты измерений по каждому каналу смещены во времени относительно друг друга. При большом количестве каналов (10–15) это смещение, хотя и составляет не более 1–2 с, накапливается и предопределяет довольно высокое значение минимальной дискретности измерений по каждому каналу.

Таким образом, оба этих варианта при их использовании для регистрации внутренних волн имеют существенные недостатки: громоздкость у первого варианта и высокая дискретность, ограничивающая возможности регистрации короткопериодных колебаний, у второго варианта.

Некоторые конструкции термоградиентных установок (например, [34]) снабжены специальными резисторными интерполяторами, позволяющими выделять заданные значения температуры (изотермы) и регистрировать на самописце положение изотерм по вертикали и изменчивость этого расположения во времени.

Простейший вариант интерполятора представляет собой проволочный высокоомный резистор (реохорд) с отводами. Отводы сделаны через расстояния, пропорциональные расстояниям между горизонтами расположения преобразователей в воде. Преобразователи включены в мостовые схемы, а выходы мостовых схем последо-

вательно подсоединены к отводам интерполятора. В результате на реохорде формируется как бы аналог вертикального распределения температуры, представленный в виде распределения потенциала по всей длине реохорда. По реохорду с постоянной скоростью перемещается ползунок, механически связанный с регистрирующей кареткой самописца. Каретка срабатывает при заданных значениях потенциала, фиксируя в масштабе ленты самописца положение ползунка в этот момент времени и, тем самым, положение по глубине соответствующей изотермы.

В результате периодического опроса реохорда получается запись вариаций изотерм, в том числе и тех, которые расположены в зоне термоклина. По полученным записям выявляют внутренние волны и определяют их характеристики.

Очень большим недостатком термоградиентных установок с интерполяторами является то, что реальный профиль аппроксимируется линейно-ломаной формой, что вносит большие погрешности в определение положения изотерм, особенно вблизи термоклина.

7.4. Суммирующие термоградиентные методы

Распределенные по вертикали поперек термоклина локальные преобразователи температуры (1, 2, ... i ... N) целесообразно соединить последовательно между собой (рис. 7.7). Если сопротивление каждого преобразователя R_{ii} связано с температурой T_i линейной зависимостью:

$$R_{ii} = R_{0i}(1 + \alpha T_i),$$

где α – постоянный коэффициент, то, очевидно, при последовательном соединении

$$\sum_{i=1}^N R_{ii} = NR_0 + R_0 \alpha \sum_{i=1}^N T_i, \quad (7.28)$$

если $R_{01} = R_{02} = \dots = R_{0N} \equiv R_0$ и $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_N = \alpha$.

Из выражения (7.28) следует:

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_{ii} = R_0 \left[1 + \alpha \frac{\sum_{i=1}^N T_i}{N} \right] = R_0 [1 + \alpha \bar{T}], \quad (7.29)$$

где $\bar{T}$ – среднее по вертикали значение температуры.

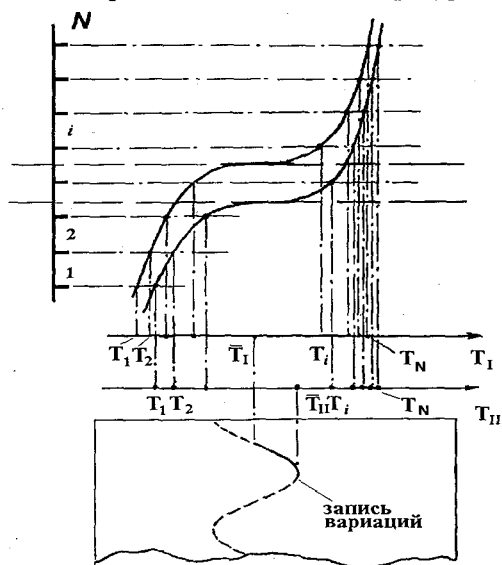


Рис. 7.7. Принцип действия суммирующих преобразователей.

При вариациях термоклина и, соответственно, перемещениях профиля 1 относительно уровня 2 (положение 3) изменяются значения $T_1, T_2 \dots T_i$ и, тем самым, значение $\bar{T}$. В результате суммарное

сопротивление $\sum_{i=1}^N R_{ii}$ оказывается функцией положения термоклина, и запись изменений $\sum_{i=1}^N R_{ii}$ будет приближенно соответствовать

профилю внутренних волн.

При малой инерционности ППТР запись получается ступенчатой.

Степень приближения, очевидно, зависит от того, насколько часто расположены по вертикали локальные преобразователи. От этого также зависит и порог чувствительности. Фактически в данном случае непрерывный профиль температуры, как и при использовании интерполяторов, заменяется линейно-ломаным, и погреш-

ность результатов измерений зависит от степени соответствия профилей друг другу. В предельном случае суммирования подобный преобразователь превращается в интегральный (п. 7.5).

Если в качестве точечных преобразователей применяются полупроводниковые терморезисторы без коррекции нелинейности, то

$$\sum_{i=1}^N R_{ii} = R_{01} \exp \left[\frac{B_1}{T_1} \right] + R_{02} \exp \left[\frac{B_2}{T_2} \right] + \dots + R_{0N} \exp \left[\frac{B_N}{T_N} \right], \quad (7.30)$$

и даже в случае полной идентичности их констант, т.е. при

$$R_{01} = R_{02} = \dots R_{0N} \equiv R_0; \quad B_1 = B_2 = \dots B_N = B. \quad (7.31)$$

Значение осредненного сопротивления

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_{ii} = R_0 e^{\frac{B}{\bar{T}}} \left[\frac{e^{B \left(\frac{\bar{T}-T_1}{T_1 \bar{T}} \right)} + e^{B \left(\frac{\bar{T}-T_2}{T_2 \bar{T}} \right)} + \dots + e^{B \left(\frac{\bar{T}-T_N}{T_N \bar{T}} \right)}}{N} \right], \quad (7.32)$$

где $\bar{T} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N T_i$ не является, как в предыдущем случае, типичной зависимостью от T , характерной для отдельного точечного преобразователя. Это вызывает появление дополнительных искажений регистрируемого профиля волн.

Тем не менее, применение суммирующих преобразователей оказывается оправданным только в случае их реализации на основе ППТР. Действительно, при этом возможно получение существенно более высокой чувствительности по отношению к $\bar{T}$, а значит, по отношению к вариациям термоклина. Это особенно важно при малом вертикальном градиенте в термоклизе. В таких ситуациях суммирующие преобразователи на основе ППТР более перспективны, чем интегральные, которые в силу своих конструктивных особенностей могут быть выполнены только проволочными. Определенные преимущества появляются и при резком перепаде температур в термоклизе — в этом случае запись вариаций при малой инерционности ППТР становится ступенчатой, а поскольку расстояние между ППТР известны, то это дает возможность масштабировать запись

по шкале высот, как и при использовании дискретно-интегральных преобразователей (п. 7.5).

Для устранения искажений из-за нелинейности каждый из ПИТР в суммирующем преобразователе включается в резисторную схему (см. рис. 7.8), позволяющую обеспечить линейность характеристики и устранить влияние исходного технологического разброса констант R_0 и B .

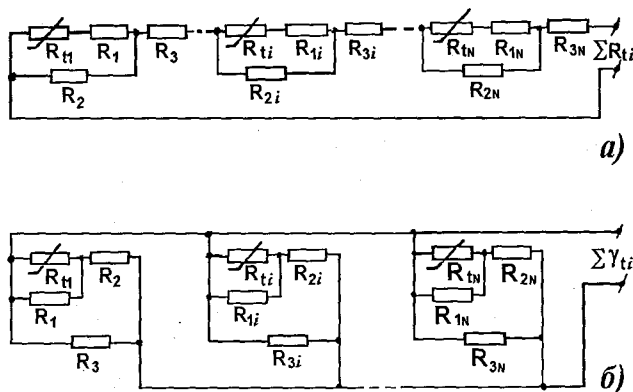


Рис. 7.8. Корректирующие схемы суммирующих преобразователей.

Очевидно, аналогичные результаты могут быть получены также при суммировании проводимостей γ_{Ti} у отдельных ПИТР:

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \gamma_{Ti} = \gamma_{T0} [1 + \alpha_{\gamma} \bar{T}].$$

Это создает определенные технические преимущества при большом количестве ПИТР, позволяя получать не слишком высокие значения результирующего сопротивления. В этом случае резисторные схемы, обеспечивающие линейность характеристик $\gamma_{Ti}(T)$ и коррекцию разброса констант, включаются параллельно друг другу (рис. 7.8, б).

Значение сопротивлений R_{1i} , R_{2i} , R_{3i} определяются по методам, рассмотренным в работе [57].

7.5. Интегральные методы

В последнее время для исследований внутренних волн наиболее широко применяются интегральные преобразователи. Это вызвано, в первую очередь, тем обстоятельством, что они при довольно простых конструктивном и схемном решениях позволяют получать истинные формы профиля колебаний границы раздела (термоклина, галоклина). Во-вторых, получаемые записи колебаний благодаря некоторым специальным приемам удается масштабировать по высоте, тем самым, получать не только частотные, но и амплитудные характеристики процессов.

В качестве выходной физической величины в интегральных преобразователях используется вертикальное распределение температуры, электрической проводимости либо плотности на некоторой постоянной базе, устанавливаемой таким образом, чтобы граница раздела пересекала ее примерно посередине. При измерениях база должна сохранять стабильное положение в пространстве. В этом случае при вертикальных колебаниях границы раздела изменяются длины участков базы, находящихся под воздействием существенно различающихся значений измеряемой характеристики (T , σ_w либо ρ_w) и в результате изменяется интегральное значение этой характеристики. Например, для интегрального термопреобразователя (ИТП):

$$T_{\text{инт}} = \frac{1}{L_m} \int_{z_1}^{z_2} T(z) dz = \frac{1}{L_m} \left[\int_{z_1}^{z_T} T_1(z) dz + \int_{z_T}^{z_2} T_2(z) dz \right], \quad (7.33)$$

где $L_m = (z_2 - z_1)$ — длина измерительной базы; $T(z)$ — вертикальный профиль температуры на базе L_m ; $T_1(z)$ — вертикальный профиль температуры на верхнем участке базы (от z_1 до z_T); z_T — глубина расположения термоклина; $T_2(z)$ — вертикальный профиль температуры на нижнем участке базы (от z_T до z_2); z_1 — глубина расположения верхнего конца ИТП; z_2 — глубина расположения нижнего конца ИТП.

Вариации термоклина есть не что иное, как изменения значения z_T , и при неизменных функциях $T_1(z)$ и $T_2(z)$ они приводят к пропорциональным z_T изменениям $T_{\text{инт}}$.

Аналогичными выражениями могут характеризоваться интегральные преобразователи электрической проводимости ($\sigma_{\text{инт}}$) и плотности ($\rho_{\text{инт}}$).

При этом конструктивные решения всех этих трех типов преобразователей существенно различны. Также различны их функциональные возможности и метрологические характеристики.

7.5.1. Термоинтегральные методы

Простейшей конструкцией интегрального термопреобразователя является отрезок изолированной медной проволоки, закрепленной в виде петли 1 (рис. 7.9, а) на жесткой вертикальной базе 2. Оба конца петли подсоединяются к измерительной мостовой схеме 3. Такой вариант конструкции для реальных морских условий весьма ненадежен. Во-первых, это обусловлено низкой механической прочностью медной проволоки, во-вторых, весьма слабыми защитными свойствами изолирующих покрытий. С целью устранения этих недостатков проволочную петлю помещают в защитную металлическую трубку (рис. 7.9, б), герметизированную с обоих концов и заполненную, как правило, трансформаторным либо силиконовым маслом для улучшения теплообмена.

При использовании одинарной петли чувствительность преобразователя оказывается весьма невысокой. Это обусловлено малым значением полного сопротивления получаемого распределенного терморезистора. При этом большое значение приобретают погрешности, связанные с тензочувствительностью, особенно для варианта (а), с наличием термочувствительности резисторов мостовой схемы и т.д.

Снижения погрешностей легко добиться увеличением сопротивления преобразователя либо за счет значительного увеличения количества петель (рис. 7.9, в), скрученных в тонкий жгут, либо за счет выполнения конструкции в виде однослойной обмотки на несущем основании (рис. 7.9, г). В варианте (в) может быть достигнуто наибольшее повышение чувствительности (количество петель

практически ничем не ограничено), однако, с увеличением диаметра получаемого жгута возрастает постоянная времени преобразователя, т.е. ухудшаются динамические свойства. Вариант (г) избавлен от такого недостатка, хотя его изготовление является наиболее трудоемким.

В конструкции (г) в качестве несущего основания 3 использован сталебронный провод в изолирующей оболочке, а термочувствительная обмотка 1 наложена "виток к витку" на эту оболочку. Нижний вывод обмотки 2 подключен непосредственно к линии связи, а верхний вывод 4 — к медным жилам несущего провода 3 (это соединение, естественно, изолировано). Преобразователь закрепляют поперек термостержни на базовом тросе буйковой станции верхним и нижним концами провода 3, тем самым растягивающие усилия прикладываются к этому проводу, а не к термочувствительной обмотке, что практически полностью устраняет влияние тензоэффекта.

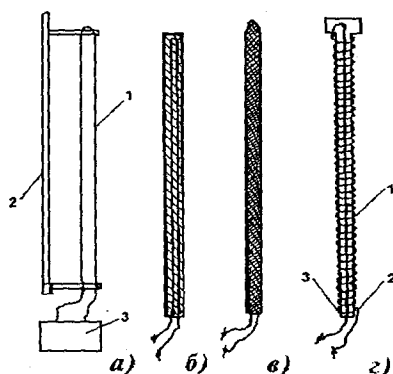


Рис. 7.9. Конструкции интегральных преобразователей.

Поскольку интегральные преобразователи выполняются из металла (проволоки), то они имеют более высокую по сравнению с водой теплопроводность. Это может приводить к усиленным потокам тепла по преобразователю и, соответственно, к искажениям вертикального температурного профиля в окрестностях. Эти искажения проявляются в статической характеристике ИТП.

Подробное рассмотрение статической характеристики с учетом потоков тепла выполнено в работе [59]. Было показано, что для кон-

струкции вида (2) искажения профиля существенны лишь на расстояниях в 1–2 см от границы раздела.

Оценим чувствительность преобразования. Выражение для сопротивления ИТП может быть представлено следующим образом:

$$R_C = R_0 \left[1 + \frac{\alpha}{L_M} \left(\int_{z_1}^{z_T} T_1(z) dz + \int_{z_T}^{z_2} T_2(z) dz \right) \right], \quad (7.34)$$

где R_0 – сопротивление ИТП при нулевом значении температуры;

α – температурный коэффициент сопротивления ИТП.

Остальные обозначения соответствуют аналогичным в выражении (7.33).

При этом относительная чувствительность получится равной

$$K_z = \frac{1}{R_0} \frac{dR_C}{dz} = \frac{\alpha}{L_M} \frac{d}{dz} \left(\int_{z_1}^{z_T} T_1(z) dz + \int_{z_T}^{z_2} T_2(z) dz \right),$$

а для упрощенных условий $T_1'(z) = T_1' = \text{const}$ и $T_2'(z) = T_2' = \text{const}$ без учета "зоны сглаживания"

$$K_z = \frac{\alpha}{L_M} (T_1' - T_2'). \quad (7.35)$$

Рассмотрим динамические свойства ИТП.

В связи с тем, что "зона сглаживания" оказывается весьма небольшой, свойства преобразователя в динамическом режиме можно рассматривать как свойства совокупности элементарных преобразователей длиной l_i , взаимодействующих со средой независимо друг от друга. В таком случае свойства преобразователя в целом в достаточно хорошем приближении могут быть описаны стандартным линейным дифференциальным уравнением, характеризующим систему 1-го порядка:

$$\tau_e \frac{dT_{\text{инт}}(\tau)}{d(\tau)} + T_{\text{инт}} = T_w(\tau),$$

где $T_{\text{инт}}(\tau)$ – интегральная температура преобразователя;
 $T_w(\tau)$ – интегральная температура участка вертикального профиля в воде, окружающей ИТП; τ_e – постоянная времени ИТП.

Величина τ_e здесь определяется путем осреднения значений τ_{ei} – постоянных времени отдельных элементарных участков ИТП:

$$\tau_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \tau_{ei},$$

где N – количество элементарных участков.

Передаточная функция 1-го порядка, как известно (например, [57]), однозначно определяется через величину постоянной времени:

$$F(i\omega) = (1 + i\omega\tau_e)^{-1},$$

при этом функции спектральной плотности сигнала на входе $S_w(\omega)$ и сигнала на выходе $S_{\text{инт}}(\omega)$ связаны через квадрат модуля передаточной функции

$$S_{\text{инт}}(\omega) = |F(i\omega)|^2 S_w(\omega) = \frac{S_w(\omega)}{1 + \omega^2 \tau_e^2},$$

где ω – круговая частота вариаций сигнала.

Для рассматриваемой системы преобразователя

$$\omega = 2\pi\theta_{\text{вв}}^{-1},$$

где $\theta_{\text{вв}}$ – период внутренних волн.

При более тщательном анализе динамических свойств необходимо учитывать продольные потоки тепла по ИТП. Естественно, наиболее качественным является экспериментальное определение динамических свойств ИТП путем прямых измерений модуля передаточной функции на различных частотах. Для этого необходимо использовать специальную установку, где слои воды с заданными значениями температуры разделены слоем термоклина. Поперек этого слоя в пределах задаваемого расстояния осуществляется периодическое перемещение ИТП. Периоды перемещений задаются дискретно-переменными. Поскольку входной сигнал (амплитуда перемещений) сохраняется постоянным, то изменения нормирован-

ного выходного сигнала с уменьшением периода будут отображать поведение модуля передаточной функции.

В более простом случае экспериментально определяется значение τ_e , а передаточная функция, и ее модуль рассчитываются по вышеприведенным соотношениям. Определение τ_e производится по такой же методике, как и для локальных термопреобразователей, то есть путем воздействия ступенчатого входного сигнала. При этом необязательно задавать контактирующие через термоклин слои воды – достаточно двух отдельных объемов воды с различными значениями температуры. "Быстрый" перенос преобразователя из одного объема в другой эквивалентен ступенчатому сигналу. Естественно, ожидаемая постоянная времени должна существенно превышать длительность такого "быстрого" переноса.

Столь простая методика, конечно, не может быть лишена недостатков. Самый значительный из них – попадание преобразователя в воздушную среду, где свое значение температуры, где происходит испарение пленки воды с преобразователя, и т.д. Все это вносит искажения в получаемую кривую изменчивости температуры ИТП, по которой, соответственно, и определяется τ_e . Однако эти искажения обычно характерны для начального участка кривой, поэтому при соблюдении условия о соотношении между τ_e и длительностью переноса методика оказывается достаточно корректной.

По экспериментальным данным наименьшей постоянной времени (порядка 0,1–0,5 с) обладает конструкция ИТП на рис. 7.9, г, где термочувствительная обмотка нанесена "виток к витку" на несущую основу. Но, к сожалению, такая конструкция наименее надежна. Дело в том, что эта обмотка защищена от морской воды довольно тонким слоем изоляции. Опыт эксплуатации показывает, что такие преобразователи остаются работоспособными в течение весьма недолгого времени (в среднем 6–10 дней при дополнительном покрытии масляно-смоляными лаками). Если задача исследования высокочастотных вариаций не ставится, то наиболее целесообразно помещать конструкции вида (в) и (г) в герметичные защитные трубки.

Наиболее существенным недостатком рассмотренных вариантов преобразователей является отсутствие возможности устанавливать истинный масштаб записи вариаций термоклина по шкале вы-

сот z . Причина этого в том, что в выражения (7.33) и (7.34) входят $T_1(z)$ и $T_2(z)$ – распределения температуры выше и ниже термоклина, которые характеризуются существенной изменчивостью. При отсутствии информации о распределениях $T_1(z)$ и $T_2(z)$ и об их изменчивости остается неизвестной величиной коэффициент масштабирования шкалы высот:

$$K_M = \frac{\Delta z}{\Delta T_{\text{инт}}}, \quad (7.36)$$

где $\Delta T_{\text{инт}}$ – исходный масштаб записи в единицах интегральной температуры; Δz – масштаб записи в единицах высот.

В работе [2] предлагается усложненная система преобразователя, позволяющая определять и автоматически регулировать масштаб записи внутренних волн по шкале высот.

Вся система преобразователя стационарно устанавливается на заякоренной буйковой станции (рис. 7.10), состоящей из притопленного несущего буя 1, соединенного базовым тросом 2 с якорем 8. Параллельно базовому тросу закреплен интегральный термопреобразователь 4 таким образом, что его середина примерно совмещена с исходным положением термоклина 5. На верхнем конце интегрального преобразователя установлен точечный (локальный) преобразователь температуры 3, а на нижнем – аналогичный преобразователь 6.

Линией связи 7 система преобразователя подключена к электронному блоку, осуществляющему автоматическую установку масштаба записи по шкале высот. В электронном блоке (рис. 7.11) интегральный преобразователь 1 включен в мостовую схему постоянного тока 2. Сигнал напряжения с выхода схемы 2, пропорциональный изменениям $T_{\text{инт}}$, поступает на информационный вход управляемого масштабного преобразователя 3, коэффициент передачи которого зависит от величины напряжения на управляющем входе. Это напряжение формируется в зависимости от значений температуры точечных преобразователей.

Точечные преобразователи (полупроводниковые терморезисторы) включены в мостовые схемы 6 и 9, выходы которых нагружены на схемы текущего осреднения 7 и 8.

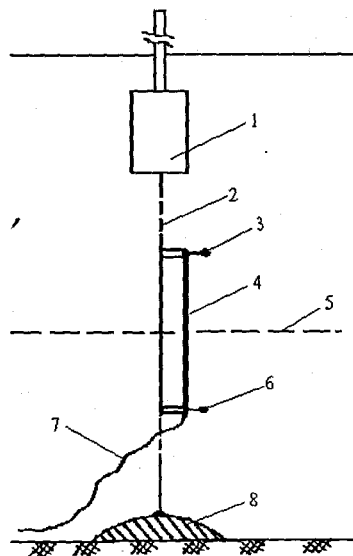


Рис. 7.10. Буйковая станция для измерений характеристик внутренних волн.

Осредненные значения сигналов с выходов схем 7 и 8 поступают на дифференциальный операционный усилитель 5 с заданным постоянным коэффициентом передачи. Сигнал с выхода усилителя 5, тем самым, пропорционален разности осредненных значений температуры на концах интегрального преобразователя. Этот сигнал является управляющим для масштабного преобразователя 3.

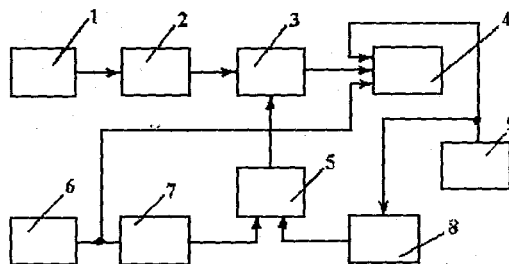


Рис. 7.11. Функциональная схема измерителя характеристик внутренних волн с автоматическим масштабированием шкалы высот.

При прохождении внутренних волн (рис. 7.12) происходят в пределах длины преобразователя перемещения по вертикали не только положения термоклина 12, но и вертикального профиля температуры 10, занимающего при прохождении гребня волны положение 9, а при прохождении ложбины – положение 11. При этом точечные преобразователи, установленные на уровнях 8 и 13, воспринимают изменения температуры во времени 3 и 5, обусловленные вертикальными перемещениями профиля 10. При "гладких" видах профилей выше и ниже термоклина (рис. 7.12, а) эти изменения оказываются квазисинусоидальными (в случае периодических внутренних волн), а текущие средние по времени значения температуры 3 и 6 с достаточно хорошим приближением соответствуют средним по вертикали значениям в слоях от z_1 до z_T и от z_T до z_2 , отмеченных на оси глубин 14. Дополнительному улучшению такого соответствия способствует тот факт, что при вертикальных перемещениях температурный профиль частично трансформируется.

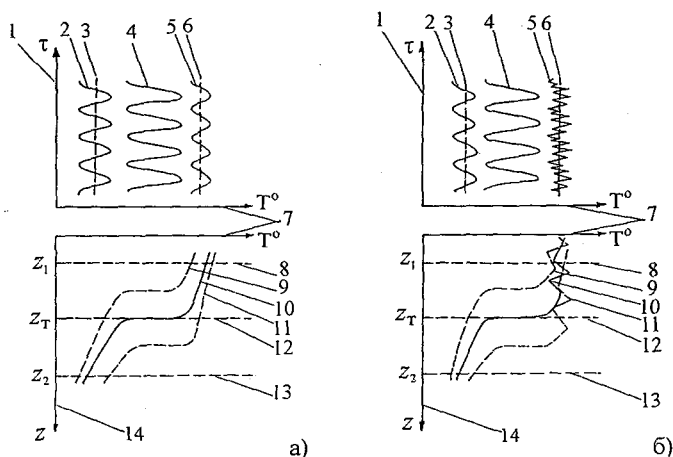


Рис. 7.12. Формирование управляющих сигналов в измерителе с автоматическим масштабированием шкалы высот.

При таких условиях развернутая по времени τ по оси 1 запись интегральной температуры 4, размах колебаний которой задан коэффициентом передачи управляемого масштабного преобразователя и пропорционален разности текущих средних значений 3 и 6, ока-

зывается соответствующей измеряемым внутренним волнам, и по ней можно определять не только периоды волн, но и их высоты.

Рассмотрим это соответствие в упрощенном виде. Входящую в выражения (7.34) и (7.35) интегральную температуру $T_{\text{инт}}$ заменим приближенным значением

$$T'_{\text{инт}} = \frac{\bar{T}_v l_v + \bar{T}_n l_n}{L_M}, \quad (7.37)$$

где $\bar{T}_v$ — осредненное по вертикали значение температуры в слое от z_1 до z_T ; l_v — толщина слоя от z_1 до z_T ; $\bar{T}_n$ — осредненное значение температуры в слое от z_2 до z_T ; l_n — толщина слоя от z_T до z_2 .

Связь между изменениями интегральной температуры $\Delta T'_{\text{инт}}$ и перемещения термоклина по вертикали найдем следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta T'_{\text{инт}} &= \frac{\bar{T}_v(l_v + \Delta z) + \bar{T}_n(l_n - \Delta z)}{L_M} - \frac{\bar{T}_v l_v + \bar{T}_n l_n}{L_M} = \\ &= \frac{\bar{T}_v - \bar{T}_n}{L_M} \Delta z. \end{aligned} \quad (7.38)$$

Отсюда с очевидностью следует, что непрерывно поддерживая коэффициент передачи масштабного преобразователя пропорциональным текущей разности $(\bar{T}_v - \bar{T}_n)$, что технически реализовано в рассмотренной выше конструкции, удастся обеспечить неизменность и заданность масштаба записи $\Delta T'_{\text{инт}}$ в единицах высоты волн.

При изрезанности вертикального профиля температуры 10, например, в его верхней части (рис. 7.12, б), изменения температуры, воспринимаемые точечным преобразователем на уровне 8, имеют более сложный характер вида 5 по сравнению с изменениями при "гладком" профиле. Однако, на текущем среднем значении б эта сложность практически не сказывается и связь между $\Delta T'_{\text{инт}}$ и Δz по-прежнему остается корректной.

Рассмотренный вариант масштабирования шкалы высот, как следует из приведенных схем, достаточно прост в реализации и весьма эффективен при измерениях периодических вариаций термоклина. Однако, для вариаций типа одиночного импульса, пока-

занного, например, на рис. 7.16, автоматически устанавливаемая шкала высот может обладать существенной систематической погрешностью (схема не успевает выделить средние по вертикали $\bar{T}_в$ и $\bar{T}_н$). Также весьма важным недостатком является зависимость погрешности от амплитуды вариаций. Действительно, эквивалентность средних по времени значений температуры выше и ниже термомоклина средним ее значениям по вертикали в слоях от z_1 до z_t и от z_t до z_2 (рис. 7.12), оказывается наиболее корректной лишь тогда, когда точки дополнительных измерений расположены на расстоянии, ненамного превышающем значение ожидаемой амплитуды вариаций. В противном случае реальное осреднение значения в верхней точке $\bar{T}'_в$ при типичной форме профиля (рис. 7.12) окажется завышенным по сравнению с $\bar{T}_в$, а значение в нижней точке $\bar{T}'_н$ — заниженным по сравнению с $\bar{T}_н$. Это приведет к появлению систематической погрешности в установке коэффициента масштабирования:

$$\Delta_k = \frac{\Delta K_m}{K_m} \cong \frac{\Delta(\Delta T)}{\Delta \bar{T}} = \frac{\bar{T}'_в - \bar{T}'_н - \bar{T}_в + \bar{T}_н}{\bar{T}_в - \bar{T}_н} =$$

$$= \frac{(\bar{T}'_в - \bar{T}_в) + (\bar{T}_н - \bar{T}'_н)}{\bar{T}_в - \bar{T}_н}. \quad (7.39)$$

Причем поскольку истинный характер профиля в натурных условиях остается неизвестным, то величина Δ_k практически не может быть установлена, тем самым, результаты измерений нельзя скорректировать введением поправок.

Этот недостаток устранен в конструкции, показанной на рис. 7.13. В ней, как и в рассмотренных ранее вариантах, интегральный термопреобразователь (ИТП) 1 установлен на базовом тросе 2, связывающем якорь 3 с несущим бумом 4. Буй притоплен относительно поверхности моря 5. Параллельно основному ИТП 1 на базовом тросе станции закреплены дополнительные ИТП 6 и 7, причем верхний конец преобразователя 6 совмещен с верхним концом преобразователя 1, а нижний конец преобразователя 7 — с нижним концом преобразователя 1. Преобразователи 6 и 7 состыкованы между собой на уровне 8, совмещены с серединой ИТП 1 и, соответствен-

но, с невозмущенным положением термоклина 9 в месте установки буйковой станции при вертикальном температурном профиле 10 выше термоклина и профиле 11 ниже термоклина.

Основной ИТП 1 через измерительную схему, выполненную, например, в виде типичного моста постоянного тока, подсоединен к одному из синхронных каналов записи аналогового регистратора. Дополнительные ИТП 6 и 7 подключены к самостоятельным измерительным схемам, выполненным аналогично и подключенным, соответственно, ко второму и третьему синхронным каналам регистратора.

Работа устройства осуществляется следующим образом.

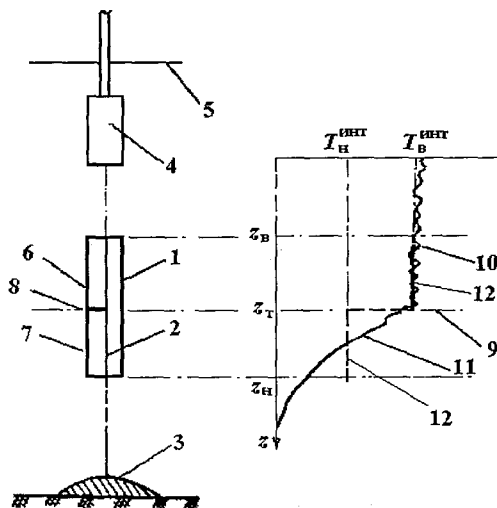


Рис. 7.13. Конструкция измерителя с тремя интегральными преобразователями.

При прохождении внутренних волн характер профилей 10 и 11 сохраняется, при этом сопротивление ИТП 1 изменяется в соответствии с выражением

$$R_{инт} = R_0 \left[1 + \frac{\alpha}{L} \left(\int_{z_B}^{z_T} T_B(z) dz + \int_{z_T}^{z_H} T_H(z) dz \right) \right], \quad (7.40)$$

где z_T – горизонт расположения термоклина; $T_B(z)$ и $T_H(z)$ – распределения температуры по профилям 10 и 11; $L = (z_H - z_B)$ – длина основного ИТП; z_H – горизонт расположения нижнего конца ИТП; z_B – горизонт расположения верхнего конца ИТП; α – температурный коэффициент сопротивления материала ИТП; R_0 – сопротивление основного ИТП при равенстве нулю значений интегральной температуры [$T_B(z) = 0$ и $T_H(z) = 0$].

При неизменных профилях 10 и 11 оба интеграла в выражении (7.40) могут быть выражены через эквивалентные постоянные значения температуры $T_B^{\text{инт}}$ и $T_H^{\text{инт}}$, т.е.

$$\begin{aligned} \int_{z_B}^{z_T} T_B(z) dz &= T_B^{\text{инт}} (z_T - z_B); \\ \int_{z_T}^{z_H} T_H(z) dz &= T_H^{\text{инт}} (z_H - z_T). \end{aligned} \quad (7.41)$$

В таком случае реальный температурный профиль в виде сочетания 10 и 11 может быть заменен эквивалентным скачкообразным профилем 12.

При колебаниях положения z_T , т.е. при переменном $z_T(\tau)$, где τ – время, а также с учетом (7.41) получим следующую изменчивость $R_{\text{инт}}$:

$$\frac{dR_{\text{инт}}}{d\tau} = \frac{R_0 \alpha}{L} (T_B^{\text{инт}} - T_H^{\text{инт}}) \frac{dz_T}{d\tau} = k_z \frac{dz_T}{d\tau}; \quad (7.42)$$

или в конечных приращениях

$$\Delta R_{\text{инт}} = k_z \Delta z_T. \quad (7.43)$$

Таким образом, коэффициент перевода k_z шкалы $R_{\text{инт}}$ в шкалу высот при известных R_0 , α и L легко определяется при наличии информации о $T_B^{\text{инт}}$ и $T_H^{\text{инт}}$.

Достоверное определение $T_B^{\text{инт}}$ и $T_H^{\text{инт}}$ в рассматриваемом методе обеспечивается по данным дополнительных ИТП 6 и 7. Ввиду характеристики вертикального профиля в зоне термоклина на записи

верхнего ИТП 6 однозначно выявляются моменты перехода от квазисинусоидального характера к квазистатическому (рис. 7.14). В эти моменты времени данные обоих ИТП однозначно соответствуют искомым значениям.

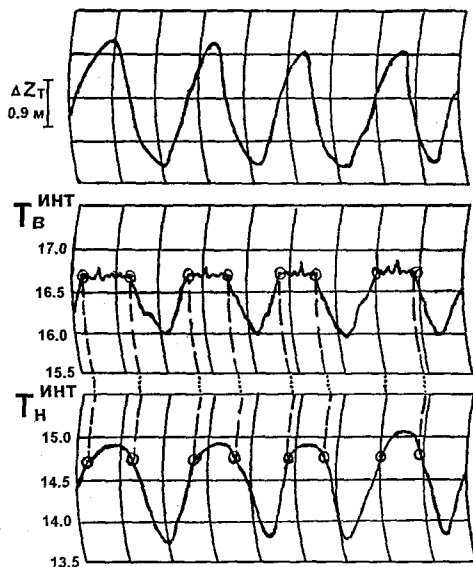


Рис. 7.14. Формы регистрируемых сигналов в измерителе с тремя ИТП.

Как следует из описанной сущности метода, определение k_z производится для любых высот волн. Тем самым, недостаток, характерный для предыдущей конструкции, здесь отсутствует.

Регистрацию внутренних волн с одновременным масштабированием шкалы высот позволяет осуществлять сравнительно простой дискретно-интегральный вариант преобразователя, когда термочувствительная обмотка распределена по несущему основанию отдельными пакетами, как это схематично показано на рис. 7.15, а. Каждый пакет l_i длиной L может рассматриваться как элементарный интегральный преобразователь. Пакеты расположены на расстоянии h и соединены последовательно. Поскольку соединения практически не оказывают влияния на суммарное сопротивление, то интегральная температура преобразователя

$$T_{\text{инт}} = \frac{1}{NL} \sum_{i=1}^N \int_0^L T(l_i) dl_i, \quad (7.44)$$

где $T(l_i)$ – распределение температуры в пределах i -го участка;
 N – количество пакетов.

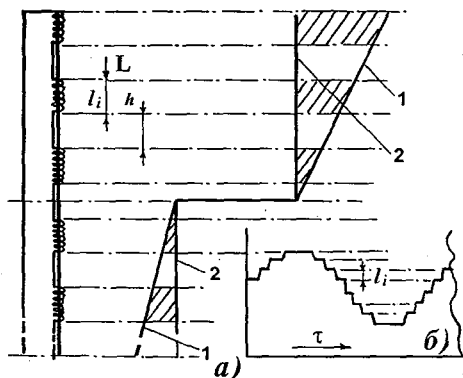


Рис. 7.15. Дискретно-интегральный термопреобразователь.

При наиболее простой аппроксимации вертикального профиля кривой 2, когда температура в слоях выше и ниже термоклина однородна и ее значения, естественно, равны T_B и T_H , выражение (7.44) преобразуется к виду:

$$T_{\text{инт}} = \frac{nT_B + mT_H}{N}, \quad (7.45)$$

где $n + m = N$.

При прохождении периодических внутренних волн изменяется соотношение между m и n , при этом запись будет носить ступенчатый характер (рис. 7.15, б). Поскольку размер каждой ступеньки по шкале высот соответствует L , то масштабирование такой записи не представляет никаких трудностей.

Если вертикальный профиль имеет более сложный характер, но распределение выше и ниже термоклина могут быть представлены линейными функциями I вида $T_B(l_i) = T_{1i} + \phi_1 l_i$ и $T_H(l_i) = T_{2i} + \phi_2 l_i$, то на сущность работы преобразователя это, очевидно, не скажется. Действительно, в таком случае:

$$T_{\text{инт}} = \frac{1}{NL} \left[\sum_{i=1}^n \int_0^L (\varphi_1 l_i + T_{1i}) dl_i + \sum_{i=1}^m \int_0^L (\varphi_2 l_i + T_{2i}) dl_i \right] = \quad (7.46)$$

$$= \frac{1}{NL} \left[\sum_{i=1}^n \left(\frac{\varphi_1 L^2}{2} + T_{1i} L \right) + \sum_{i=1}^m \left(\frac{\varphi_2 L^2}{2} + T_{2i} L \right) \right].$$

То есть ступенчатый характер записи по-прежнему сохраняется, хотя сами размеры ступенек из-за различия φ_1 и φ_2 оказываются варьирующими. Соответственно, масштаб записи по шкале высот становится переменным.

В дискретно-интегральном преобразователе, применяемом самостоятельно, важным недостатком, конечно, является сама ступенчатость записи, существенно ограничивающая возможный диапазон частот регистрируемых вариаций. В связи с этим более целесообразно сочетание непрерывного и дискретного интегральных преобразователей. Причем, в такой конструкции сигналом измерительной информации является сигнал с непрерывного преобразователя, а дискретный преобразователь служит лишь для масштабирования записи. Такое сочетание позволяет осуществлять регистрацию внутренних волн с любой формой профиля, в том числе – волн типа уединенных вариаций. Пример записи такой вариации с импульсными отметками шкалы высот показан на рис. 7.16.

В некоторых измерителях внутренних волн (например, [33, 35]) применяется непрерывное масштабирование шкалы высот за счет использования двух непрерывных интегральных преобразователей 3 и 4, смещенных при установке друг относительно друга на заданное расстояние l по вертикали (рис. 7.17). При вертикальном профиле $T(z)$ вида 1 интегральные температуры преобразователей, соответственно, равны

$$T_{\text{инт.3}} = \frac{1}{L} \int_{z_1}^{z_2} T(z) dz; \quad (7.47)$$

$$T_{\text{инт.4}} = \frac{1}{L} \int_{z_1+l}^{z_2+l} T(z) dz; \quad (7.48)$$

где L – длина каждого из преобразователей.

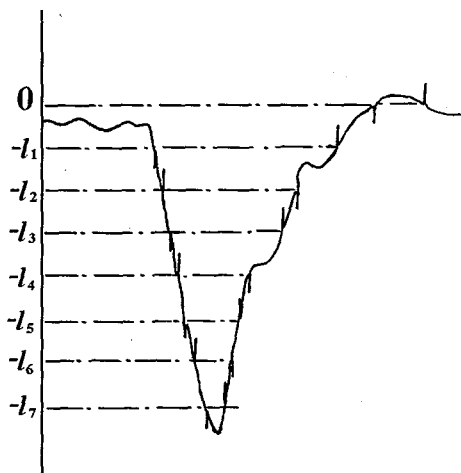


Рис. 7.16. Пример регистрации усдиненной вариации термоклина измерителем с сочетанием интегрального и дискретно-интегрального преобразователя.

Значение $T_{\text{инт.3}}$ для профиля 1 практически соответствует значению $T_{\text{инт.4}}$ для профиля 2, смещенного по вертикали относительно профиля 1 на расстояние l . То есть величина $\Delta T_{\text{инт}} = T_{\text{инт.4}} - T_{\text{инт.3}}$ является сигналом измерительной информации о масштабе записи по шкале высот. Этот сигнал может быть использован для автоматической установки масштаба.

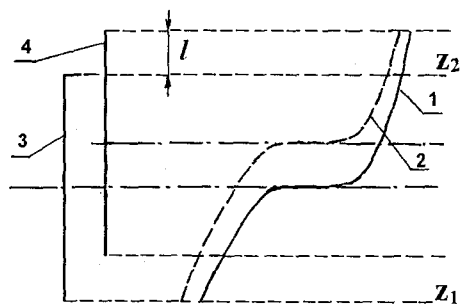


Рис. 7.17. Смещенные интегральные термопреобразователи.

Такая конструкция весьма эффективна при "гладких" профилях температуры выше и ниже термоклина, но при наличии термиче-

ских прослоек (см. рис. 7.12, б) масштабирование за счет смещения преобразователей может оказываться некорректным, а при вариациях знака у $\Delta T_{\text{инт}}$ — вообще неопределенным. У предыдущих вариантов влияние изрезанности профилей, как уже отмечалось, существенно меньше.

Рассмотренные термоинтегральные преобразователи наиболее целесообразно применять в стационарном режиме с установкой на заякоренных буйковых станциях. Однако, с их помощью возможно проведение наблюдений также и с исследовательских судов. При этом необходимо использовать некоторые специальные приемы.

При работе с судна, находящегося в дрейфе (рис. 7.18), термоинтегральный преобразователь 1, закрепленный на стандартном океанографическом тросе (либо кабель-тросе) с грузом 2 на конце, опускают до глубины расположения термоклина z_T , причем с этой глубиной должна совпадать примерно середина преобразователя, как и в буйковом варианте. Однако, в отличие от буйковых станций подобное "подвешенное с судна" расположение подвержено качке в условиях волнения на поверхности. Тем самым, возникают собственные перемещения преобразователя относительно термоклина, которые регистрируются точно так же, как и внутренние волны. Исключить такую ложную информацию можно, используя дополнительный преобразователь гидростатического давления 3 ("датчик качки"), располагаемый на тросе на такой глубине, где отсутствуют вариации давления от поверхностных волн.

В этой ситуации "датчик качки" обеспечивает формирование сигнала, соответствующего "чистым" вертикальным перемещениям всей конструкции. Этот сигнал вычитается из суммарного сигнала, получаемого с интегрального преобразователя, тем самым практически полностью ликвидируется искажения, связанные с качкой. Как известно (например, [26]), подобный прием применяется в судовом волнографе типа ГМ-62. Соответственно, при необходимости все узлы этого волнографа могут быть использованы при измерениях внутренних волн. Естественно, за исключением канала струнного преобразователя, который заменяется каналом термоинтегрального преобразователя.

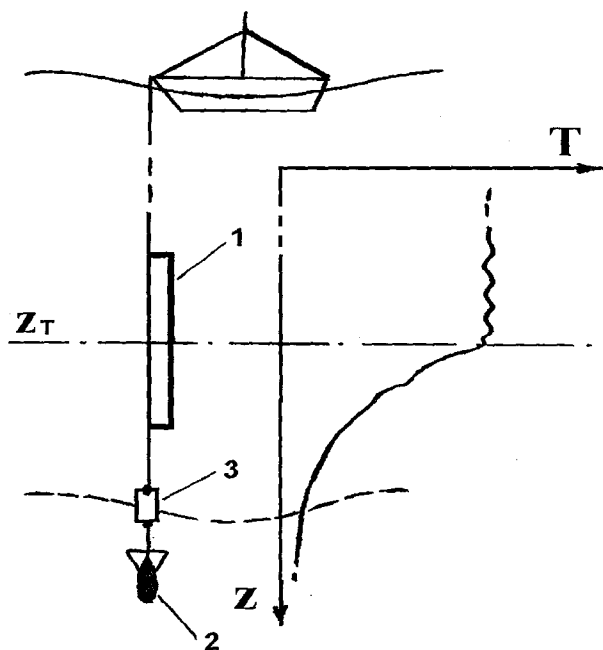


Рис. 7.18. Измерение характеристик внутренних волн с дрейфующего судна с использованием ИТП.

Аналогичная ситуация создается при измерениях со льда. Вертикальные перемещения льдины, например, в условиях прохождения длиннопериодных волн на поверхности моря, без контроля этих перемещений могут привести к регистрации ложных внутренних волн.

Кроме качки, при измерениях с судна, либо с льдины необходимо также учитывать характеристики их дрейфа.

7.5.2. Методы, основанные на измерении вариаций интегральной плотности

Принцип, положенный в основу этих методов, аналогичен предыдущему, только в качестве входной измеряемой величины здесь

используется вертикальный профиль плотности в пределах фиксированной базы, размещенной с пересечением пикноклина (рис. 7.19). Перемещения этого профиля относительно базы приводят к вариациям величины

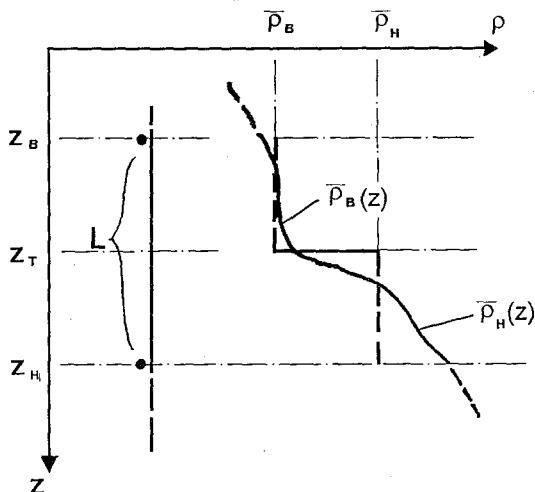


Рис. 7.19. Измерение вариаций интегральной плотности.

$$\rho_{\text{инт}} = \frac{1}{L} \int_{z_B}^{z_H} \rho(z) dz, \quad (7.49)$$

где $L = (z_H - z_B)$ — длина базы.

Разделяя профиль $\rho(z)$ на два участка: $\rho_B(z)$ — выше горизонта z_T и $\rho_H(z)$ — ниже горизонта z_T , получим

$$\rho_{\text{инт}} = \frac{1}{L} \left[\int_{z_B}^{z_T} \rho_B(z) dz + \int_{z_T}^{z_H} \rho_H(z) dz \right]. \quad (7.50)$$

Введем осредненные значения выше и ниже горизонта z_T :

$$\begin{aligned}\bar{\rho}_B &= \frac{1}{z_T - z_B} \int_{z_B}^{z_T} \rho_B(z) dz, \\ \bar{\rho}_H &= \frac{1}{z_H - z_T} \int_{z_T}^{z_H} \rho_H(z) dz,\end{aligned}\quad (7.51)$$

и преобразуем выражение (7.50) к виду:

$$\rho_{\text{инт}}^* = \frac{z_T(\bar{\rho}_B - \bar{\rho}_H) - \bar{\rho}_B z_B + \bar{\rho}_H z_H}{L}. \quad (7.52)$$

Отсюда получим величину чувствительности:

$$K_\rho = \frac{\Delta \rho_{\text{инт}}}{\Delta z_T} = \frac{\bar{\rho}_B - \bar{\rho}_H}{L}. \quad (7.53)$$

Непосредственное измерение интегральной плотности на некоторой вертикальной базе возможно при использовании следующей известной зависимости:

$$C_{\text{зв}} = \frac{1}{\sqrt{\rho \beta_{\text{ад}}}}, \quad (7.54)$$

где $C_{\text{зв}}$ — скорость звука в воде; $\beta_{\text{ад}}$ — коэффициент адиабатической сжимаемости; ρ — плотность воды.

То есть задача практически сводится к непрерывным измерениям скорости звука на неподвижной опорной базе, расположенной поперек пикноклина.

Величин ρ и $\beta_{\text{ад}}$ являются функциями температуры t , солёности S и гидростатического давления P , обуславливая зависимость $C_{\text{зв}}(t, S, P)$. Эта зависимость известна, например, в виде формулы Вильсона [62]

$$C_{\text{зв}} = C(0;35) + \Delta C_t + \Delta C_s + \Delta C_p + \Delta C_{\text{тсп}}, \quad (7.55)$$

где $C(0;35)$ – значение скорости звука при $t = 0^\circ\text{C}$ и $S = 35\text{‰}$; ΔC_t , ΔC_s , ΔC_p – частные зависимости от температуры, солёности и давления, соответственно; ΔC_{isp} – дополнительная зависимость от совокупности величин t , S и P .

Причем

$$\Delta C_t = 4,5721t - 4,4532 \cdot 10^{-2}t^2 - 2,6045 \cdot 10^{-4}t^3 + 7,985 \cdot 10^{-6}t^4;$$

$$\Delta C_s = 1,3980(S - 35) + 1,692 \cdot 10^{-2}(S - 35)^2;$$

$$\Delta C_p = 1,60272 \cdot 10^{-1}P + 1,0268 \cdot 10^{-5}P^2 + 3,5216 \cdot 10^{-9}P^3 - \\ - 3,3603 \cdot 10^{-12}P^4.$$

Зависимость $\Delta C_{isp}(t, S, P)$ существенно слабее и из-за ее громоздкости здесь не приводится.

Кроме формулы Вильсона, в гидрофизических задачах могут использоваться также другие эмпирические формулы: Дель-Гроссо, Вуда и др. Они отличаются значениями постоянного члена и эмпирическими коэффициентами в зависимости $\Delta C_t(t)$, $\Delta C_p(P)$, $\Delta C_s(S)$ и $\Delta C_{isp}(t, S, P)$. Однако эти отличия для рассматриваемых здесь задач практического значения не имеют.

Как следует из приведенных выражений, основное влияние на $C_{зв}$ оказывает изменчивость температуры. При изменении t на 1°C величина ΔC_t в среднем изменяется на $3 \dots 4$ м/с. Изменение солёности в 1‰ в среднем соответствует изменению ΔC_s на 1 м/с. Давление влияет значительно меньше. При $\Delta P = 10^5$ Па (1 кг/см^2) величина $\Delta(\Delta C_p) \approx 0,16$ м/с для малых глубин.

Измерение скорости звука в вертикальном направлении на неподвижной опорной базе никаких особенностей практически не имеет. По сравнению с типичными измерителями здесь лишь значительно увеличивается длина базы.

Конструктивно интегральный преобразователь выглядит следующим образом. По обе стороны от скачка плотности 2 (рис. 7.20) располагаются обратимые акустические преобразователи 1 и 3, закрепляемые на базовой основе 4. Преобразователи 1 и 3 линией связи 5 связаны с электронным блоком 6. В простейшем варианте задача электронного блока – обеспечение цикличности следования акустических импульсов с частотой $f(C_{зв})$. Это достигается за счет того, что излученный преобразователем 1 акустический импульс через промежуток времени $\tau = \frac{L}{C_{зв}}$, где L – длина базы, воспринимается преобразователем 3 и поступает в электронный блок 6, который практически без задержки формирует новый импульс запуска преобразователя 1. Таким образом, импульсы следуют с частотой

$$f = \frac{1}{\tau} = \frac{C_{зв}}{L}.$$

Погрешность современных циклических измерителей скорости звука среднего класса составляет $\pm 0,02\%$ [57, 61], т.е. для морской воды примерно $\pm 0,3$ м/с, что соответствует, в частности, изменению интегральной температуры в $\pm 0,1$ К. Тем самым, возможности рассмотренного варианта оказываются примерно равноценными возможностями проволочных интегральных термопреобразователей. Преимуществом же по сравнению с термопреобразователями является практически отсутствие инерционности и возможность регистрации вариаций положения не только термоклина, но и гало- и, в целом, – пикноклина.

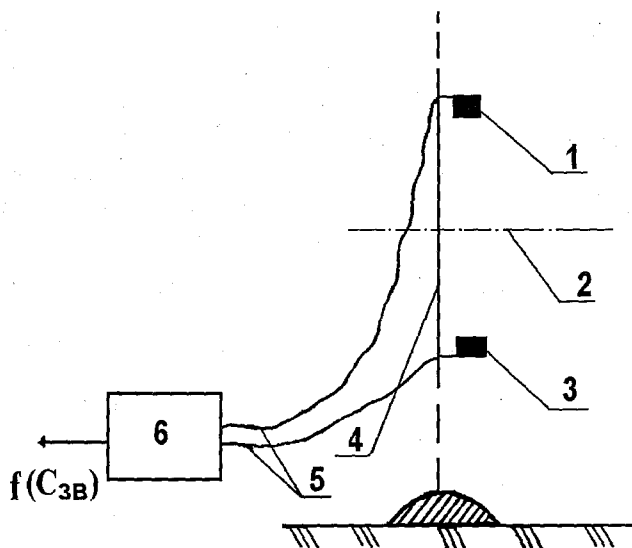


Рис. 7.20. Акустический интегральный преобразователь.

При необходимости устранить влияние эффекта Допплера, обусловленного вертикальными движениями (хотя их скорости обычно невелики), схема устройства может быть видоизменена в соответствии с приемами, известными в практике акустических измерений [62]. В схеме на рис. 7.20 электронный блок 6 в таком случае из принятого преобразователем 3 импульса по-прежнему формирует новый импульс запуска, но возбуждает этим импульсом преобразователь 3, а не 1, как в предыдущем случае, т.е. второй акустический импульс посылается в обратном направлении. При наличии вертикальных движений со скоростью V_z последовательные интервалы времени между импульсами будут определяться выражениями:

$$\tau_1 = \frac{L}{C_{зв} + V_z} \text{ и } \tau_2 = \frac{L}{C_{зв} - V_z}.$$

Измерение текущей частоты на выходе блока 6 предполагает не что иное, как осреднение интервалов τ_1 и τ_2 , т.е. значение частоты

$$f = \frac{1}{T} = \frac{2}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{(C_{3B}^2 - V_z^2)}{LC_{3B}} \approx \frac{C_{3B}}{L},$$

поскольку $V_z^2 \ll C_{3B}^2$.

В результате влияние вертикальных движений воды оказывается практически устраненным.

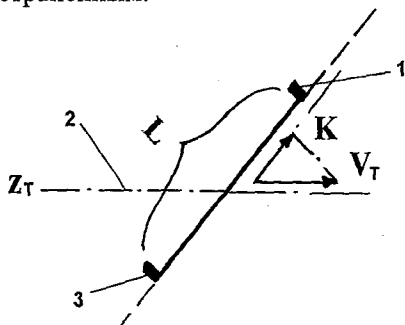


Рис. 7.21. Схема измерений при наклонной базе.

Эффект Допплера может проявиться не только за счет вертикальных движений воды, но и за счет течения. Рассмотрим ситуацию, когда измерительная база L , например, размещенная на тросе буйковой станции (рис. 7.21), наклонена по отношению к пикноклину и, соответственно, к вектору горизонтальной скорости V_T . Из-за этого появляется составляющая скорости V_L , действующая вдоль базы. При $V_L = \text{const}$ проявление эффекта Допплера приводит к возникновению постоянной составляющей при классической схеме циклических измерений скорости звука. С этим можно было бы примириться, поскольку ставится задача регистрации изменчивости C_{3B} , а не самой величины. Однако, в реальных условиях рассчитывать на постоянство V_L практически невозможно, в частности, из-за изменчивости характеристик течения (направление, скорость) и т.д. В связи с этим целесообразно использовать такую же модификацию циклических измерений, как и при устранении влияния V_z .

Аналогичная ситуация возникает при использовании рассматриваемых методов с дрейфующего судна, либо с льдины в условиях вертикальных перемещений. Учет перемещений здесь производится так же, как и при реализации термоинтегральных методов (см. рис.

7.18), т.е. по данным, получаемым с помощью дополнительного преобразователя гидростатического давления, располагаемого на нижнем конце измерительной линии. Но кроме этого, качка вызывает появление знакопеременной относительной скорости движения и, соответственно, возможность эффекта Доплера. Тем самым, здесь также необходимо использование модификации циклического измерителя.

Кроме акустических, для измерения вариаций интегральной плотности возможно применение иных методов. В частности, представляются перспективными методы, основанные на поглощении слоем воды потока гамма-излучения. Это поглощение зависит от плотности. Реализация методов возможна по той же схеме, т.е. путем разнесения излучателя и приемника в пределах вертикальной базы. Немаловажным достоинством здесь является то, что источники гамма-излучения являются полностью автономными. Для регистрации гамма-излучения применяются дозиметрические устройства, при этом наиболее целесообразны устройства, снабженные аналоговым выходом.

Однако, широкого применения для измерения характеристик внутренних волн гамма-методы пока не находят. Возможно, это связано с распространившейся в последние годы "боязнью" использования ионизирующих излучений.

При реализации как акустических, так и гамма-методов чрезвычайно важной задачей является масштабирование шкалы высот. В соответствии с выражением (7.53) чувствительность методов зависит от значений $\bar{\rho}_в$ и $\bar{\rho}_н$, которые необходимо определять самостоятельно. Прямые измерения $\bar{\rho}_в$ и $\bar{\rho}_н$ осуществить довольно сложно, поскольку в соответствии с выражениями (7.51) эти величины содержат интегралы, где один из пределов интегрирования является переменным.

Одним из методов определения $\bar{\rho}_в$ и $\bar{\rho}_н$ является их расчет по данным периодически выполняемого вертикального зондирования температуры и солёности. Поскольку при этом становится известным профиль $\rho(z)$ в пределах от $z_в$ до $z_н$, причем по этому профилю однозначно определяется $z_т$, то расчет сводится к вычислению

интегралов по выражениям (7.51). Зондирование целесообразно производить в сроки, согласованные с фазой регистрируемых внутренних волн.

Несомненно, что этот метод, обеспечивая качественные результаты, является одновременно весьма дорогостоящим, причем, в любом варианте осуществления зондирования: с судна, со льдины, в ограниченном варианте "челночного" зондирования в пределах от z_b до z_n в автоматическом режиме, например, путем перемещений зонда вверх-вниз по базовому тросу, и т. д.

Применение метода получается оправданным при комплексных измерениях с судна, либо льдины, когда канал измерения характеристик внутренних волн является одним из многих реализованных каналов.

В самостоятельных измерителях внутренних волн целесообразны следующие методы.

Приближенные значения $\bar{\rho}_b$ и $\bar{\rho}_n$ наиболее просто определить, используя локальные измерения плотности на верхнем и нижнем концах интегрального преобразователя. Причем, как и в термоинтегральном методе, результаты таких измерений необходимо осреднять за промежуток времени, существенно превышающей период регистрируемых внутренних волн.

В качестве локальных измерителей можно использовать устройства с прямыми измерительными преобразователями плотности, например, предложенными Ричардсоном [65]. Такой преобразователь представляет собой полую трубку в форме камертона, размещенную внутри герметизированного бокса, причем полость трубки сообщается с окружающей водой. Частота резонансных колебаний подобного "водяного камертона" является функцией плотности воды при весьма большой добротности колебательной системы, что обеспечивает высокую точность измерений.

Однако камертонные преобразователи в настоящее время практически не используются, поскольку более надежны и методически хорошо отработаны косвенные измерения плотности по данным о температуре и солености. Тем самым, на горизонтах z_b до z_n необходимо размещение согласованных пар преобразователей температуры и электрической проводимости, обработка сигналов которых

позволяет получать вначале значения солености, а затем – плотности. Алгоритм такой обработки для вод открытого моря является стандартным.

Отмеченное согласование пар преобразователей предполагает одинаковость их динамических свойств и размеров областей пространственного осреднения.

При конкретном использовании преобразователей температуры и электрической проводимости совместно с акустическими интегральными измерителями целесообразно после получения значений солености определять не плотность, а непосредственно скорость звука выше и ниже пикноклина, например, по уже рассматривавшейся формуле Вильсона.

Конструктивно сложнее, хотя методически более оправданы прямые локальные измерения скорости звука. Поскольку для таких измерений все равно нужна некоторая база, то их "локальность" в какой-то мере условна. Однако, для реальных случаев соотношение между интегральной и локальной базами может быть задано достаточно большим, так что условие "локальности" вполне выполнимо.

Недостатки использования локальных измерений для масштабирования шкалы высот волн здесь полностью такие же, как в аналогичном варианте термоинтегральных методов. Максимальное приближение к $\bar{\rho}_v$ и $\bar{\rho}_n$ (либо к $\bar{C}_{zv}^v$ и $\bar{C}_{zv}^n$) осредненных локальных данных получается при близости "размаха" внутренних волн и длины интегральной базы. С уменьшением "размаха" погрешности возрастают.

Более качественные результаты получаются при использовании двух интегральных акустических измерителей со смещенными по вертикали базами. Чтобы не возникло перепутывание сигналов, в каждом из измерителей необходимо применять индивидуальную несущую частоту, пакет колебаний которой, соответственно, и представляет собой излучаемый импульс.

Величина коэффициента масштабирования, как и в аналогичном варианте термоинтегральных методов, определяется как отношение разности синхронных значений C_{zv}^{INT} , измеренных на этих смещенных базах, к величине смещения.

7.5.3. Методы, основанные на измерении интегральной электрической проводимости

Как известно, удельная электрическая проводимость морской воды связана с температурой T , соленостью S и гидростатическим давлением P :

$$\sigma_w = F(T, S, P). \quad (7.56)$$

Эта зависимость является эмпирической и весьма тщательно установлена для вод океана. Для прибрежных вод, для вод внутренних морей она, как правило, является индивидуальной и не всегда известна. Однако, основные закономерности, тем не менее, сохраняются. Для задач измерения характеристик внутренних волн этого вполне достаточно, поскольку при преобразовании измеренных значений интегральной проводимости в значения ординат волн, как и ранее, необходимо использовать специальные приемы, где подробности взаимосвязи (7.56) практического значения не имеют.

Из-за взаимосвязи (7.56) в термоклине либо, в целом, в пикноклине одновременно наблюдается, как правило, также скачок электрической проводимости. Хотя здесь возможны исключения. Они связаны с тем, что σ_w возрастает с увеличением температуры и, аналогично, возрастает с увеличением солености. В случае, если профили $T(z)$ и $S(z)$ таковы, что в пикноклине $\frac{\partial T}{\partial z} < 0$, а $\frac{\partial S}{\partial z} > 0$ и при этом формируется повышенный градиент плотности, то профиль проводимости $\sigma_w(z)$, наоборот, сглаживается и, в принципе, может оказаться вообще безградиентным. Хотя подобная "безградиентность" $\sigma_w(z)$ в пикноклине не столь уж частое явление, это следует иметь в виду при реализации рассматриваемых далее методов.

Измерение интегральной удельной электрической проводимости, либо интегрального удельного сопротивления $\gamma_{\text{инт}} = \frac{1}{\sigma_{\text{инт}}}$, что эквивалентно, часто оказывается весьма эффективным при регистрации внутренних волн как в "чистом" термоклине (из-за сильной зависимости σ_w от T), так и в "чистом" галоклине, например, в

эстуариях при однородном профиле $T(z)$, а также в пикноклине при $\frac{\partial T}{\partial z} < 0$ и $\frac{\partial S}{\partial z} < 0$.

Рассмотрим чувствительность методов. В настоящее время измерение проводимости может обеспечиваться с погрешностью не хуже $\pm 0,05\%$ (например, [45, 57]). Температурный коэффициент проводимости, т.е. величина $\frac{1}{\sigma_w} \frac{\partial \sigma_w}{\partial T}$ в диапазоне температур $(-1...+35)^\circ\text{C}$ и соленостей $(29...39)\text{‰}$ меняется от 1,7 до 3,0% / К и возрастает с уменьшением значений T и S . Тем самым измерения интегральной проводимости могут позволить выявлять изменчивость интегральной температуры, например в "чистом" термоклизе, порядка $\pm 0,02...0,03$ К, что существенно превышает возможности методов, основанных на измерении интегральной плотности, и сравнимо либо превышает (в частности, в Арктике) возможности термоинтегральных методов.

Соленостный коэффициент проводимости, т.е. величина $\frac{1}{\sigma_w} \frac{\partial \sigma_w}{\partial S}$, также весьма значим. В том же, что и ранее, диапазоне он изменяется примерно от 2,5 до 3,2% / ‰ и возрастает в сторону уменьшения T и S . Тем самым, реально выявление изменчивости интегральной солености в $\pm 0,01...0,02\text{‰}$. Это дает дополнительные преимущества при измерениях в пикноклине отмеченного ранее типа ($\frac{\partial T}{\partial z} < 0$ и $\frac{\partial S}{\partial z} < 0$), а также позволяет осуществлять высокоточную регистрацию характеристик внутренних волн в "чистом" галоклизе.

Измерительные преобразователи (ИП), которые можно применять для измерений интегральной электрической проводимости, схематично выглядит так же, как и те, что применяются для локальных измерений (например, [57]). В зависимости от требуемой точности и решаемых задач они содержат два, три, четыре и далее — кратное двум количество электродов. Однако, если у локальных преобразователей размеры электродов и расстояние между ними близки между собой, то у интегральных ИП расстояние между электродами существенно превышает их размеры. В силу этого элек-

трическое поле, которое формируется в морской воде в зоне между электродами рассматривается (например, [64]) как поле дипольного источника.

Рассмотрим характеристики этого поля для случая, когда электроды расположены по вертикали в точках A и B (рис. 7.22) и подключены к источнику тока проводами 1 и 2.

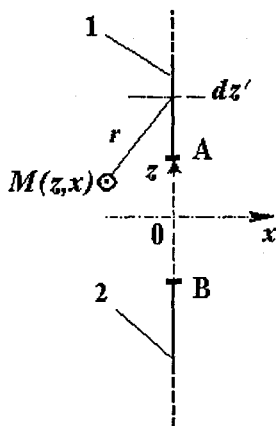


Рис. 7.22. Электрический диполь в морской воде.

Поле удельной электрической проводимости будем считать однородным, т.е. $\sigma_w(z) = \text{const}$. Тогда электрическое поле в области между A и B будет определяться выражениями [64]:

$$\begin{aligned} E_z &= \frac{J}{2\pi\sigma_w} \left(\int_{-\infty}^B F_1 dz' + \int_A^{\infty} F_1 dz' \right); \\ E_x &= \frac{J}{2\pi\sigma_w} \left(\int_{-\infty}^B F_2 dz' + \int_A^{\infty} F_2 dz' \right), \end{aligned} \quad (7.57)$$

которые получаются путем интегрирования полей элементарных электрических диполей по всей длине питающих линий 1 и 2 (линии в обе стороны от A и B условно устремлены в бесконечность). В этих выражениях

$$F_1 = \frac{e^{ikr}}{r^3} \left[(1-ikr) \frac{(z-z')^2}{r^2} - \frac{(1-ikr-k^2r^2)x^2}{2r^2} \right];$$

$$F_2 = \frac{e^{ikr}}{r^3} \left[(1-ikr) + \frac{(1-ikr-k^2r^2)}{2} \right] \frac{(z-z')x}{r^2},$$

где r – расстояние от точки $M(z, x)$, в которой вычисляется поле, до ординаты z' элементарного диполя, т.е. $r = [(z-z')^2 + x^2]^{1/2}$; k – волновое число; при пренебрежении токами смещения в морской воде $k = (i\omega\mu\sigma_w)^{1/2}$; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота тока, питающего электроды A и B ; μ – магнитная проницаемость среды; J – величина тока, питающего диполь.

На рис. 7.23, по данным работы [64], приведена изменчивость модуля компонента $|E_z|$, рассчитанная для разноса электродов $AB = 20$ м при $J = 1$ А, $\sigma_w = 4,0$ См/м и частотах $f = 0,25$ кГц (рис. 7.23, а) и $f = 4$ кГц (рис. 7.23, б). В силу однородности σ_w поле является симметричным. В то же время оно существенно неоднородно. Максимальная изменчивость $|E_z|$ наблюдается вблизи электродов. В центральной части при низкой частоте (0,25 кГц) поле более однородно: изменчивость при $z = \pm 2$ м и $x = \pm 2$ м не превышает $\pm 10\%$ относительно среднего значения. Повышение рабочей частоты ведет к резкому ослаблению поля в центральной части: для $f = 0,25$ кГц значение $|E_z|$ в центре ($z = 0$; $x = 0$) приблизительно равно 0,3 мВ/м, а для $f = 4$ кГц – 0,05 мВ/м. Увеличение f до 64 кГц приводит к падению значения $|E_z|$ в центре до $0,6 \cdot 10^{-4}$ мВ/м, что вообще делает измерения весьма затруднительными. Одновременно с ослаблением поля увеличение частоты повышает неоднородность в центре: при $f = 4$ кГц изменчивость в зоне $z = \pm 2$ м и $x = \pm 2$ м достигает $\pm 25\%$ относительно среднего значения.

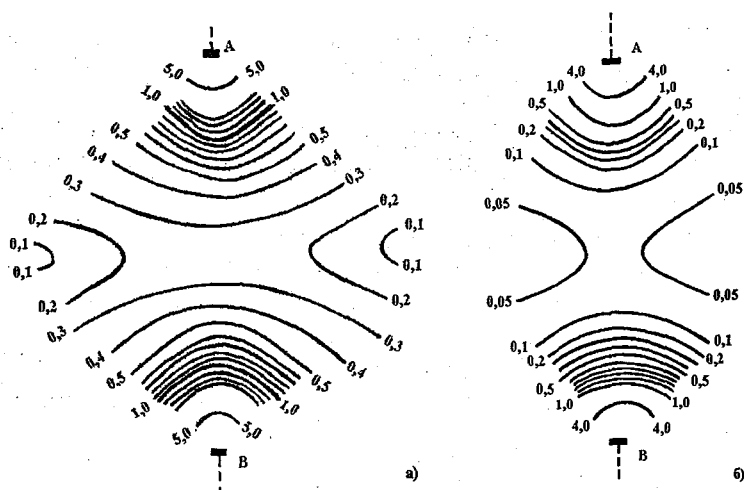


Рис. 7.23. Характеристики электрического поля разнесенных электродов.

В то же время с ростом частоты увеличивается чувствительность к изменениям σ_w . Характер этой изменчивости показан на рис. 7.24 при $\Delta\sigma_w/\sigma_w = 5\%$ и среднем значении $\sigma_w = 4,0$ См/м.

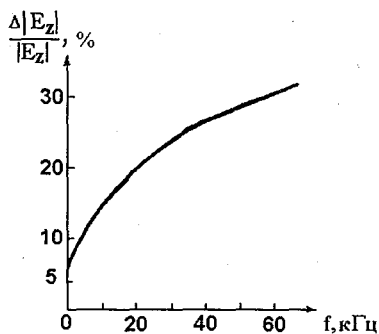


Рис. 7.24. Характер зависимости относительной чувствительности электрического поля к изменчивости проводимости при различных частотах.

Для отмеченной 5-процентной изменчивости проводимости изменения напряженности поля в центре ($z = 0$; $x = 0$) при повышенных частотах могут достигать 20–30%. Такое "усиление" чувствительности преимущественно связано с эффектом "стягивания" поля

к электродам, резко возрастающим с увеличением частоты, что наглядно видно на рис. 7.23, а, б. К сожалению, из-за этого практически невозможно использовать подобную повышенную чувствительность, ведь, как отмечалось выше, "стягивание" поля приводит к падению $|E_z|$ в центральной части до значений, измерять которые очень трудно.

Наличие границы раздела вод, например, совпадающей с серединой электродной базы AB (рис. 7.22), приводит к ряду характерных аномалий формирующегося электрического поля.

В частности, существенно нарушается симметрия. Расчеты для ситуации, когда выше границы раздела ($z > 0$) находится вода с проводимостью $\sigma_{w1} = 4,0$ См/м, а ниже ($z < 0$) – с проводимостью $\sigma_{w2} = 3,64$ См/м дают значения асимметрии Δ порядка 0,4 мВ/м при $z = \pm 8$ м и $AB = 20$ м (рис. 7.25).

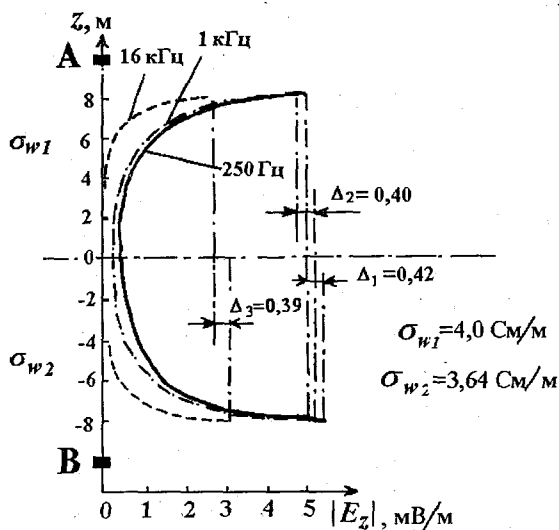


Рис. 7.25. Характеристики электрического поля при симметричном размещении электродов поперек пикноклина.

С позиций задачи измерения характеристик внутренних волн представляет интерес изменчивость значений напряженности элек-

трического поля в зависимости от перемещений границы раздела. На рис. 7.26 приведены данные расчета условной "чувствительности"

$$K_z = \frac{d|E_z|}{dH}$$

на различных расстояниях от исходного положения границы раздела ($z = 0; 2; 4$ м) при различных частотах. Конструктивные параметры системы и значения проводимости слоев те же, что и ранее. Здесь "чувствительность" K_z резко падает с увеличением частоты, в отличие от чувствительности к изменениям проводимости. Величина K_z также уменьшается с увеличением расстояния от границы раздела.

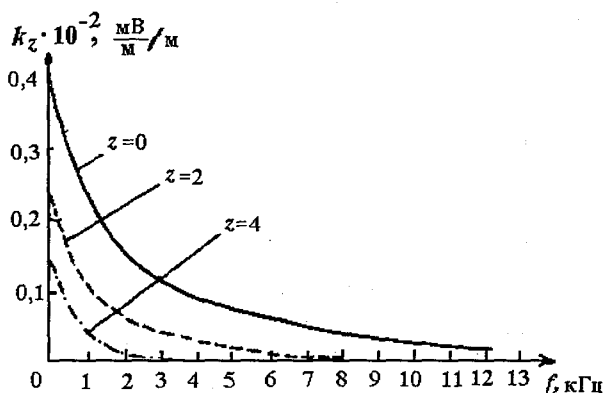


Рис. 7.26. Зависимость чувствительности преобразования от частоты при различных расстояниях от исходного положения границы раздела.

Все рассмотренные особенности электрического поля, формирующегося между двумя электродами, позволяют задать оптимальные параметры конструкции преобразователя внутренних волн. Наиболее целесообразно проводить измерения электрического поля по линии AB (рис. 7.27, a), располагая измерительные электроды C и D по обе стороны от исходного положения границы раздела ($z = 0$). При этом расстояние CD должно превышать максимально возможный размах колебаний внутренних волн.

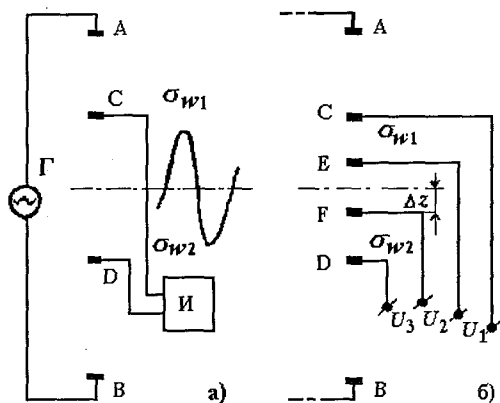


Рис. 7.27. Схемы включения и использования многоэлектродных преобразователей характеристик внутренних волн.

Но одновременно в пределах этого расстояния формируемое токоподающими электродами AB электрическое поле необходимо задать максимально однородным и максимально чувствительным к изменениям средней проводимости воды в слое CD . Это можно обеспечить повышением частоты источника питающего напряжения, однако, не чрезмерным, чтобы измеряемые значения разности потенциалов между C и D не оказались ниже уровня шумов измерительного устройства $И$. Целесообразен выбор значения частоты в пределах $0,5 \dots 4$ кГц.

При однородности поля в пределах CD для невозмущенной границы раздела, проходящей посередине между C и D , можно записать выражение для измеряемой разности потенциалов

$$U = \frac{j\gamma_1 l}{2} + \frac{j\gamma_2 l}{2} = jl\bar{\gamma}_0, \quad (7.58)$$

где $\gamma_1 = (\sigma_{w1})^{-1}$; $\gamma_2 = (\sigma_{w2})^{-1}$ – удельные сопротивления верхнего и нижнего слоев; l – расстояние между электродами C и D ; $\bar{\gamma}_0 = \frac{1}{2}(\gamma_1 + \gamma_2)$ – среднее удельное сопротивление; j – плотность тока на участке между C и D .

При смещении границы раздела, например, вверх на величину Δz , причем $\Delta z \leq l/2$, получим

$$U = j \left(\frac{l}{2} + \Delta z \right) \gamma_2 + j \left(\frac{l}{2} - \Delta z \right) \gamma_1 = j \left[l \gamma_1 + \left(\frac{l}{2} + \Delta z \right) \Delta \gamma \right]; \quad (7.59)$$

где $\Delta \gamma = \gamma_1 + \gamma_2$.

Таким образом, напряжение U оказывается зависящим от Δz . Собственно, напряжение U , пропорциональное напряженности электрического поля ($U = E_z l$), как это рассматривалось ранее, зависит от изменений $\bar{\gamma}_0$, а уже через эти изменения зависит от Δz . Действительно, для смещенного положения границы раздела среднее значение удельного сопротивления на участке CD:

$$\bar{\gamma}_{\Delta z} = \frac{1}{l} \left[\gamma_1 \left(\frac{l}{2} - \Delta z \right) + \gamma_2 \left(\frac{l}{2} + \Delta z \right) \right] = \bar{\gamma}_0 + \frac{\Delta z}{l} (\gamma_2 - \gamma_1). \quad (7.60)$$

При этом выражение для U , полученное через $\bar{\gamma}_{\Delta z}$, будет совпадать с вышеприведенным выражением (7.59):

$$U = j l \bar{\gamma}_{\Delta z} = j l \left[\bar{\gamma}_0 + \frac{\Delta z}{l} \Delta \gamma \right] = j \left[l \gamma_1 + \left(\frac{l}{2} + \Delta z \right) \Delta \gamma \right]. \quad (7.61)$$

Как следует из выражений (7.59) и (7.61), пропорциональность U и Δz определяется не только через известные и постоянные величины (j, l), но также через γ_1 и γ_2 , которые изменчивы и изначально обычно неизвестны. То есть, как и в других рассматривавшихся методах, здесь по-прежнему возникает задача масштабирования результатов регистрации внутренних волн.

При использовании четырехэлектродной конструкции типа ACDB (рис. 7.27, а) возможны изначальные (либо даже в процессе наблюдений) определения γ_1 и γ_2 . Для этого необходимо выполнить измерения величины U в ситуациях, во-первых, когда зона CD полностью занята водой верхнего слоя (γ_1) и, во-вторых, водой нижнего слоя (γ_2). Напряжения на электродах CD, регистрируемые в этих ситуациях, будут определяться выражениями:

$$\begin{aligned} U_1 &= jI\gamma_1; \\ U_2 &= jI\gamma_2 \end{aligned} \quad (7.62)$$

при прежнем условии постоянства плотности тока в зоне CD .

Используя выражение (7.62) совместно с (7.59), легко получить

$$\Delta z = \frac{I[2U - (U_1 + U_2)]}{2(U_2 - U_1)}. \quad (7.63)$$

Таким образом, при постоянстве γ_1 и γ_2 , откуда следует постоянство U_1 и U_2 , и вариации напряжения U оказываются линейно связанными с перемещениями Δz границы раздела.

Обеспечение ситуаций, требуемых для получения U_1 и U_2 при проведении управляемого натурного эксперимента, возможно путем механических перемещений линии $ACDB$ по вертикали: вверх – до устойчивого прекращения изменчивости регистрируемого напряжения и, соответственно, вниз – до аналогичной ситуации.

Конструктивно более удобны для этих целей шестиэлектродные преобразователи вида $ACEFDB$ (рис. 7.27, б). Здесь основными измерительными электродами являются E и F , соответственно, расстояние между ними должно превышать максимальный размах колебаний внутренних волн. Пары электродов CE и FD являются дополнительными, при выполнении предыдущего условия они всегда располагаются в стороне от границы раздела и, тем самым, позволяют непрерывно измерять напряжения U_1 и U_2 .

Поскольку для этой конструкции однородность создаваемого электрического поля и постоянство плотности тока должны по-прежнему обеспечиваться для участка CD , то получается, что с ее помощью при прежних размерах базы AB можно измерять характеристики внутренних волн с существенно меньшей амплитудой, чем при использовании четырехэлектродной конструкции.

Однако, при этом не следует забывать, что примененные в обоих вариантах приемы масштабирования результатов измерений предназначены для условий, когда достаточно резко выражена именно граница раздела. Если наблюдения ведутся за внутренними волнами в слое пикноклина, то эти приемы не всегда эффективны.

Следует также иметь в виду, что при уменьшении частоты питающего напряжения на значения напряжений U_1 и U_2 , в соответствии с данными рис. 7.26, начинает влиять расположение границы раздела по отношению к электродам и ее перемещение.

Рассмотрим особенности наблюдений при наличии *слоя* пикноклина.

Довольно распространенной является ситуация, когда слой пикноклина характеризуется высокими градиентами проводимости, но слои выше и ниже пикноклина можно считать практически безградиентными. В такой ситуации при длине $[CD]$ либо $[EF]$, превышающих толщину пикноклина и "размах" внутренних волн, рассмотренные выше приемы будут столь же эффективными, как и в случае границы раздела. Однако очевидно, что максимальный "размах" волн, который будет регистрироваться без искажений, здесь уменьшается не менее, чем на толщину слоя.

Если слои выше и ниже слоя пикноклина являются градиентными либо "переслоенными", то, к сожалению, качество масштабирования через измерение напряжений U_1 и U_2 , оказывается весьма низким. Здесь, как и при применении термоинтегральных преобразователей (п. 7.5.1), становится необходимым измерение текущих интегральных значений $\gamma_1^{\text{инт}}$ и $\gamma_2^{\text{инт}}$, что не обеспечивается конструкциями, показанными на рис. 7.27.

Самостоятельный интерес представляет методика измерений в слое пикноклина, когда амплитуды внутренних волн меньше, чем толщина слоя. В этом случае измерения возможны с помощью конструкции $ACDB$, причем, длина $[CD]$ задается меньшей толщины слоя пикноклина. Необязательно также, чтобы эта длина превышала амплитуду регистрируемых волн, т.е. могут использоваться преобразователи вида $ACDB$ весьма малых размеров. Для интерпретации результатов измерений здесь необходима информация о значении градиента проводимости в слое, а также о том, с какой степенью приближения можно считать этот градиент постоянным. Используя значение постоянно-го градиента $\Delta\sigma_w/\Delta z$ или $\Delta\gamma/\Delta z$, несложно перевести измеренные вариации напряжения $U = jI\bar{\gamma}_{CD}$, где $\bar{\gamma}_{CD}$ – среднее удельное сопротивление слоя CD , в вариации Δz положения пикноклина.

Задача определения градиента решается либо нормированными перемещениями линии $ACDB$ вверх-вниз в условиях управляемого эксперимента, либо, как и ранее, использованием многоэлектродного преобразователя.

Несомненно, что при измерениях малых амплитуд внутренних волн чрезвычайно важной становится задача стабилизации измерительного преобразователя в пространстве. При невозможности обеспечить стабилизацию, например, при измерениях с дрейфующего судна, необходим дополнительный контроль вертикальных перемещений преобразователя.

Трудности масштабирования при сложных профилях проводимости в пикноклине и соседних с ним слоях, а также стремление максимально сузить измерительную область привело к разработке дискретно-интегральных преобразователей.

Дискретно-интегральный преобразователь внутренних волн содержит распределенный по вертикали через фиксированные расстояния Δz (рис. 7.28) набор локальных преобразователей электрической проводимости 1. Середина этого набора примерно совмещена со средним положением пикноклина 2, образованного, например, в результате скачка на профиле солёности $S(z)$. Все локальные преобразователи набора соединены между собой, в наиболее простом случае – последовательно. Набор закреплен на базовом тросе 3 буйковой станции, содержащей притопленный буй 4 и якорь 5. В качестве локальных преобразователей могут быть использованы как кондуктивные, так и индуктивные ИП. Но и те, и другие имеют некоторые специфические особенности.

Из всего разнообразия конструкций кондуктивных преобразователей, описанных, например, в работе [57], по-видимому, наиболее целесообразны трех- и семиэлектродные. Это обусловлено тем, что в этих конструкциях внешние электроды, например, 1 и 2 (рис. 7.29) замкнуты накоротко, тем самым, результат преобразования не зависит от характеристик среды вне преобразователя. Подлежит измерению проводимость двух "включенных параллельно" участков между центральным электродом 3 и внешними электродами. Все электроды жестко закреплены внутри диэлектрической трубки 4, сквозь которую свободно проходит окружающая вода.

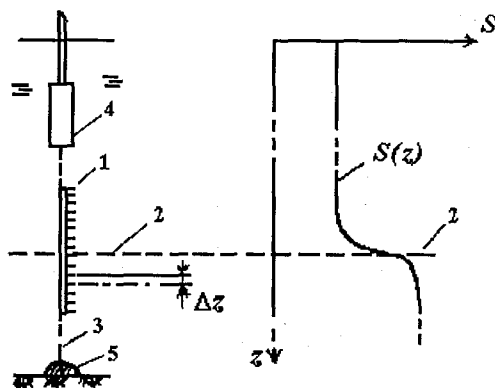


Рис. 7.28. Дискретно-интегральный преобразователь характеристик внутренних волн.

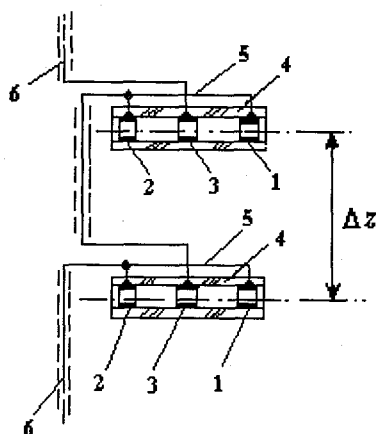


Рис. 7.29. Трехэлектродные локальные проводящие преобразователи.

Локальные преобразователи проводами 5 и 6 последовательно соединены друг с другом и такой "суммарный" преобразователь, собственно, уже является преобразователем характеристик внутренних волн.

Высказанное выше замечание относительно наибольшей целесообразности трех- либо семиэлектродных конструкций не исключает применения иных вариантов, в том числе – наиболее простых, состоящих из двух электродов, расположенных по вертикали (рис. 7.30). Здесь важно, чтобы расстояние l_i между этими электродами было существенно меньше расстояния Δz – это обеспечивает "локализацию" измерительной области. Кроме того, соединение пар электродов между собой целесообразно выполнить таким образом, чтобы смежные через промежуток Δz электроды были замкнуты накоротко. В этом случае среда в пределах каждого Δz получается практически эквипотенциальной (заштриховано), а межэлектродные токи сосредотачиваются на участках l_i .

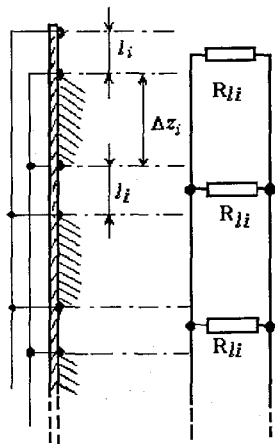


Рис. 7.30. Двухэлектродные преобразователи с локализацией измерительной области.

В такой конструкции сопротивления элементарных участков R_{li} получаются подключенными параллельно друг другу, и результирующее сопротивление в хорошо проводящей воде может оказаться слишком малым, чтобы обеспечить надежную регистрацию с достаточной чувствительностью. Это существенно ограничивает возможности преобразователя.

Для повышения "локальности" с одновременным увеличением элементарных сопротивлений R_{ii} целесообразно использовать повышенные частоты пропускаемого через электроды тока. Как, например, наглядно видно на рис. 7.23, формирующееся при этом в воде электрическое поле преимущественно сосредотачивается вблизи электродов. Для этих же целей также полезно уменьшать размеры электродов.

Эффект приэлектродного сосредоточения поля может быть использован в конструкциях с условно "одноэлектродными" локальными преобразователями проводимости (рис. 7.31, а, б). В варианте а электроды 1 разнесены на расстояние Δz_i и соединены "через один", образуя два набора, смещенных относительно друг друга на Δz_i . При этом частота пропускаемого тока, размеры электродов и расстояние Δz_i выбраны такими, чтобы зоны 2 сосредоточения поля возле каждого электрода были существенно меньше Δz_i .

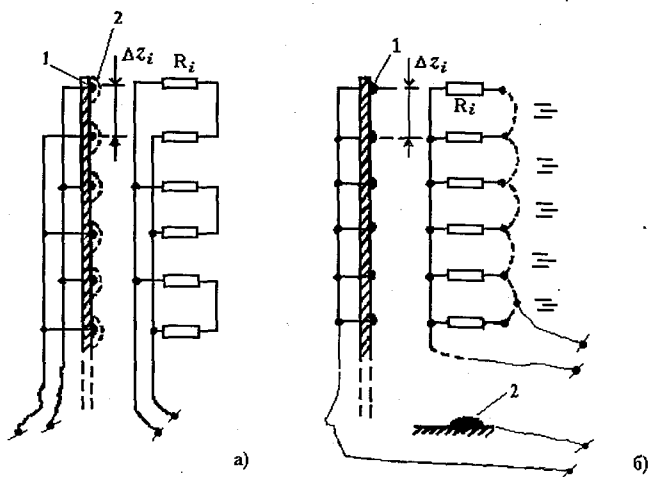


Рис. 7.31. Схемы измерительных линий с набором локальных электродов.

В варианте б все электроды 1 измерительной линии соединены друг с другом. Их размеры и расстояния Δz_i заданы из тех соображений, что и в предыдущем варианте. Второй же питающий провод подсоединен к электроду большой площади 2, который может раз-

мещаться на удалении от линии электродов I , например, вблизи берега, как в конструкциях известных волнографов ГМ-61 [38, 57].

В обоих вариантах, как наглядно видно из схем соединения, все элементарные сопротивления R_i (сопротивления "заводнения" электродов) получают подключенными параллельно друг другу, что может при неудачном выборе параметров преобразователя привести к слишком малым значениям результирующего сопротивления.

Для оценок величины сопротивления "заводнения" R_i можно воспользоваться следующими формулами, приведенными, например, в работе [64].

Для электрода в форме шара радиусом a :

$$R_i = \frac{1}{4\pi\sigma_w a}, \quad (7.64)$$

а для электрода в виде стержня радиусом a и длиной b ($b \gg a$):

$$R_i = \frac{1}{4\pi\sigma_w a} \ln \frac{b}{a}, \quad (7.65)$$

где σ_w — удельная электрическая проводимость воды.

Кроме кондуктивных, в качестве локальных преобразователей проводимости в дискретно-распределенных измерителях внутренних волн могут с успехом быть использованы стандартные индуктивные преобразователи на основе тороидальных магнитопроводов I и 2 с обмотками 3 и 4 (рис. 7.32).

Здесь магнитопроводы, как обычно (например, [57]), закреплены соосно, и вместе с обмотками герметизированы. Электромагнитная связь между ними обеспечивается посредством "витка" воды 5 , одновременно охватывающего оба магнитопровода и имеющего сопротивление R_w . Величина R_w зависит от геометрических характеристик магнитопроводов и от проводимости воды σ_w .

Возбуждающие обмотки 3 всех магнитопроводов соединены параллельно и подключены к источнику переменного тока 6 . Измерительные же обмотки 4 включены последовательно. Суммарный сигнал, снимаемый с них, поступает на регистратор 7 , например, в виде аналогового самописца.

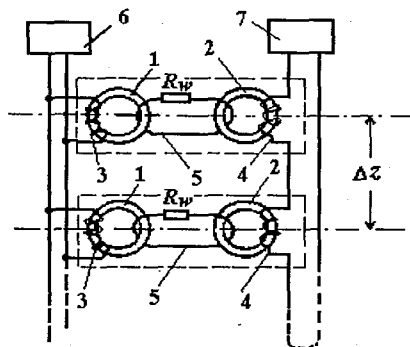


Рис. 7.32. Измерительная линия с дискретными индуктивными преобразователями.

При регистрации сигналов с помощью самописца запись сравнительно "гладкого" профиля внутренней волны 1 (рис. 7.33) выглядит ступенчатой в виде 2, что, однако, не является в данном случае недостатком, поскольку "высота" ступенек однозначно соответствует расстоянию Δz_i и это позволяет определить амплитудные характеристики регистрируемых волн.

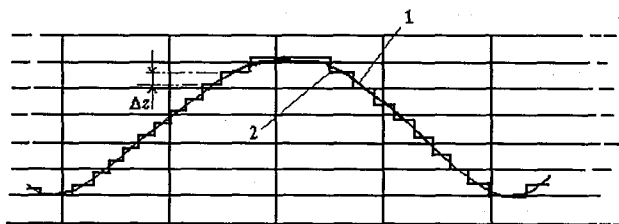


Рис. 7.33. Характер записи у дискретно-интегрального преобразователя.

В работе [60] описан оригинальный вариант интегрального преобразователя, который затруднительно отнести к какому-либо из выше рассмотренных типов. Преобразователь не имеет гальванических контактов с морской водой и основан на измерении коэффициента затухания электромагнитного поля, прошедшего через слой воды. Конструктивно этот преобразователь выполнен в виде двух-

проводной симметричной радиолинии длиной 20 м. Оба проводника линии изолированы. В качестве экрана использован стальной неизолированный трос, который одновременно служит для подвешивания плавучего якоря. Один из проводников линии подсоединен к генератору звуковой частоты и может рассматриваться как излучающая антенна. Второй проводник является приемной антенной и через усилитель и ряд промежуточных преобразователей связан с регистрирующим устройством. Расстояние между излучающей и приемной антеннами, а также между ними и экраном задано в 5–7 мм.

Коэффициент затухания электромагнитного поля, измеряемый с помощью преобразователя, однозначно связан с интегральным (вдоль линии) значением удельной электрической проводимости. По данным работы [60], измерения могут выполняться в диапазоне 1,5...6,5 См/м. Преобразователь показал себя весьма эффективным при регистрации внутренних волн в изотермических слоях моря.

7.6. Дистанционные методы

7.6.1. Акустические дистанционные методы

Для дистанционной регистрации внутренних волн с заякоренных либо дрейфующих плавсредств можно с высокой эффективностью применять акустические методы. В их основу положены закономерности распространения акустических импульсов в вертикальном направлении. В частности, известно, что при использовании эхолотов для регистрации глубин моря на ленте самописца может регистрироваться устойчивый сигнал, отраженный от некоторой зоны в области пикноклина и, соответственно, не повторяющий профиль дна, то есть не являющийся “ложным дном” (вторичным либо третичным отражением). Пример такой записи показан на рис. 7.34. Эту отражающую зону называют звукорассеивающим слоем (ЗРС). При движении плавсредства, например, по сетке разрезов, это позволяет производить картирование топографии пикноклина по акватории, выявлять “дырки” в пикноклине, зоны аппвелинга и другие особенности. В условиях же стоянки плавсредства при непрерывной регистрации на ленте самописца фиксируется профиль вариаций положения пикноклина.

Несомненно, что при измерениях глубины сигнал, отражающийся от ЗРС, является помехой. В связи с этим во многих конст-

рукциях стандартных навигационных эхолотов применены специальные приемы фильтрации помех, и ЗРС на записях обычно не проявляется. По-видимому, наиболее целесообразным при наблюдениях внутренних волн является применение рыбопоисковых эхолотов, которые специально предназначены для выявления неоднородностей (скоплений рыб) в толще воды и подобная фильтрация помех в них отсутствует.

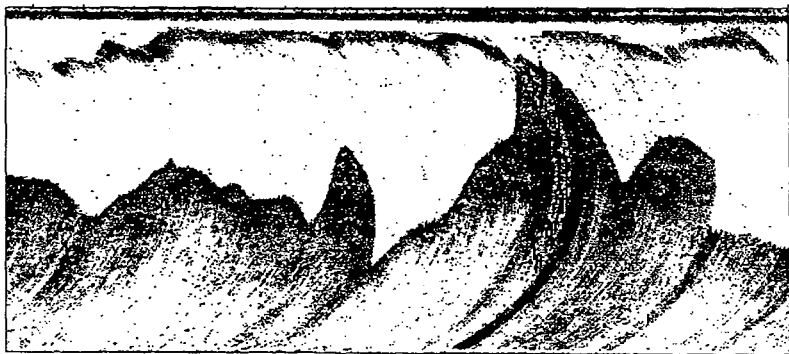


Рис. 7.34. Фрагмент записи положения пикноклина при эхолотировании.

С зоной пикноклина в море, как известно (например, [9, 10, 14]), чаще всего связан слой повышенной концентрации планктона и взвеси. Собственно, он и является ЗРС. По своим акустическим свойствам этот слой является более сильным отражателем, чем непосредственно пикноклин. При наблюдениях в таких условиях преимущественно регистрируются сигналы, отраженные от ЗРС, хотя иногда можно выявить также и сигналы, отраженные от верхней границы пикноклина.

Поскольку элементы слоя взвешены в воде и как бы представляют собой поплавки нулевой плавучести, то ЗРС при прохождении внутренних волн, как правило, отслеживает эти колебания. Соответственно, получаемая на эхограмме запись отображает характеристики проходящих волн (рис. 7.35).

Планктон и взвесь, создающие ЗРС, может концентрироваться как под пикноклином, так и непосредственно внутри пикноклина. При наблюдениях за внутренними волнами принципиального зна-

чения это обычно не имеет за исключением задач, где нужны не только частотные, но и корректные амплитудные характеристики.

На рис. 7.35 дополнительно показан полученный одновременно с эхограммой профиль вертикального распределения температуры 1. Внутри термоклина выявляется несколько отражающих слоев. В работе [14] не конкретизируются виды этих слоев, хотя делается ряд предположений, в частности о том, что в ЗРС более значимы не планктонные рассеиватели, а взвеси. Возможность отражения непосредственно от скачка плотности не рассматривается, хотя запись 2 явно "привязана" к резкому излому профиля. Наиболее выраженная запись 3 явно связана с ЗРС традиционного типа (планктон плюс взвеси).



Рис. 7.35. Фрагмент записи вариаций ЗРС из работы [14].

При определении характеристик внутренних волн посредством регистрации вариаций ЗРС важное значение приобретает то, что планктон способен к самостоятельным вертикальным миграциям, например под влиянием изменений освещенности. В такой ситуации зарегистрированные колебания ЗРС могут отображать одновременно оба процесса, что необходимо учитывать при интерпретации результатов.

Один из простейших приемов разделения собственных движений ЗРС и внутренних волн состоит в следующем. Собственные вертикальные миграции ЗРС являются весьма инерционным процессом, а характерная для них периодичность – полусуточная (утренние и вечерние миграции). В связи с этим данные по колебаниям

ЗРС со значительно меньшими периодами можно считать относящимися к внутренним волнам.

Вопрос соответствия колебаний ЗРС и внутренних волн исследовался в ряде работ (например, [9, 10, 14, 36, 39, 41]). В частности, в работе [10] описаны результаты одновременной регистрации этих явлений, причем, регистрация внутренних волн осуществлялась локальными (т.е. не интегральными) измерителями температуры на различных горизонтах в толще воды. Установлено, что чем ближе этот горизонт к глубине расположения ЗРС, тем лучше соответствие регистрируемых колебаний. Пример такого соответствия, заимствованный из работы [10], показан на рис. 7.36.

Коэффициенты взаимной корреляции колебаний ЗРС и внутренних волн на горизонтах, близких к ЗРС, находятся в пределах 0,6...0,8.

Таким образом, акустические методы можно считать достаточно корректными, особенно для задач, где требуется, в первую очередь, простота и оперативность получения данных, а во вторую очередь — их качество.

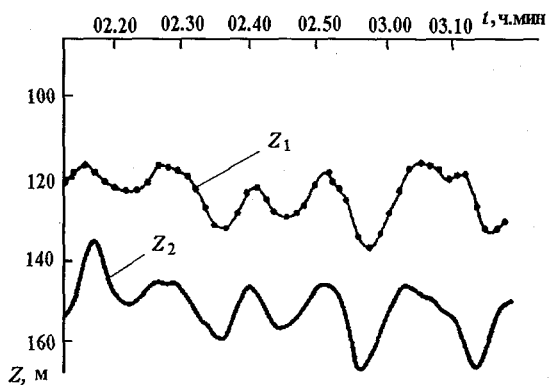


Рис. 7.36. Фрагмент синхронной регистрации колебаний положения фиксированной изотермы (z_1) и ЗРС (z_2) из работы [10]

При предположении о возможности собственных миграций ЗРС в период наблюдений целесообразно периодически осуществлять контроль вертикальной структуры слоя, включающего ЗРС, путем зондирования с помощью СТД-зонда либо батитермографа.

При применении стандартных эхолотов для проведения наблюдений результаты можно улучшить, если внести конструктивные изменения в приемный тракт прибора. В частности, весьма целесообразно повысить усиление. Конечно, не чрезмерно, чтобы не “замусорить” запись. Целесообразно исключать “гашение нуля”. Возможно также применение специальных схем обработки сигналов.

Определенные возможности повышения качества информации существуют за счет подбора частоты излучаемых колебаний. Дело в том, что планктон и взвеси, создающие ЗРС, имеют различные размеры. Соответственно, резонансное рассеяние получается разным для этих составляющих, и выбором частоты можно “настроиться” на регистрацию небиологических ЗРС.

Несомненно, что регистрация небиологических ЗРС для задач определения характеристик внутренних волн наиболее интересна, поскольку собственные вертикальные миграции таким ЗРС не свойственны, тем самым их перемещения по глубине однозначно можно считать соответствующими колебаниям положения пикноклина.

Кроме взвесей, по мнению, высказанному в работах [36, 39], важное значение имеют тонко- и микроструктурные неоднородности внутри слоя пикноклина, которые также “привязаны” к пикноклину. По оценкам, сделанным в работе [36], на частоте 25 кГц эти неоднородности вносят определяющий вклад в суммарный сигнал, рассеиваемый в области пикноклина. В работе [39] рассматривается специальная методика обработки регистрируемых сигналов. Измерения выполнялись на частоте 25,5 кГц. Отмечается, что сигналы, отражаемые от небиологических рассеивателей, имеют весьма размытые границы и непосредственный анализ эхограмм оказывается затруднительным. Здесь целесообразно вести регистрацию в цифровом виде и определять не только расстояние до рассеивателей, но и интенсивность отраженных сигналов. В дальнейшем при обработке производится высококачественная фильтрация данных с помощью фильтров НЧ и выделяются максимумы амплитуд отраженных сигналов.

По данным работы [39] спектры колебаний таких максимумов по глубине с погрешностью не хуже 15–20% совпадают со спектрами, рассчитанными по данным прямых измерений внутренних волн, выполненных с помощью интегральных термопреобразователей.

В заключение следует отметить очень весомое достоинство акустических методов по сравнению с другими. Только с их помощью удастся наглядно зарегистрировать спорные до настоящего времени процессы *расслоения* пикноклина, например, при прохождении двух систем волн от различных источников.

7.6.2. Оптические и СВЧ-методы

В этом выделенном классе методов можно определять лишь весьма ограниченное количество характеристик внутренних волн. Обычно определяют длину волны, хотя потенциально методы позволяют выявлять также период, скорость и направление распространения. Практически нереально, во всяком случае с достаточной корректностью, определять амплитуду волн. Общий принцип, положенный в основу выделенных методов, – определение характеристик волн по их проявлениям (“следам”, “сликам”) на поверхности моря. Эти проявления обусловлены преимущественно воздействием течений, вызываемых внутренними волнами, на характеристики поверхностного волнения в высокочастотной области, т.е. в основном на рябь и гравитационно-капиллярные волны.

В оптическом диапазоне считается возможным наблюдать следы от внутренних волн визуально как в штилевых условиях, так и при ветре вплоть до значений скорости 3–4 м/с. Инструментальные измерения возможны с помощью спектрофотометров. В работе [37] описаны результаты подобных измерений в натурных условиях (Ладожское озеро). Эксперименты выполнялись с борта судна в надир в области длин волн 300–700 нм. Одновременно производилась спектрозональная аэрофотосъемка в трех спектральных интервалах: 450–460 нм, 490–510 нм и 560–580 нм. Контроль внутренних волн осуществлялся по данным измерений температуры и прозрачности на фиксированном приповерхностном горизонте.

Анализ полученных данных (рис. 7.37) подтвердил высокую степень корреляции следов на поверхности с внутренними волнами в пикноклине, располагавшемся на глубинах 12–16 м. Наиболее чувствительным диапазоном оказался 490–510 нм.

Рассматривая эти данные “со стороны”, можно отметить, что в характеристиках спектральной яркости “собственно волны” не регистрируются, выявляются лишь некоторые “отметки-следы”, фор-

мирующиеся один раз за период в области максимального уклона реальных волн. Это действительно позволяет определять их период, длину и характеристики распространения, но не дает никакой информации о спектральном составе и амплитудных характеристиках.

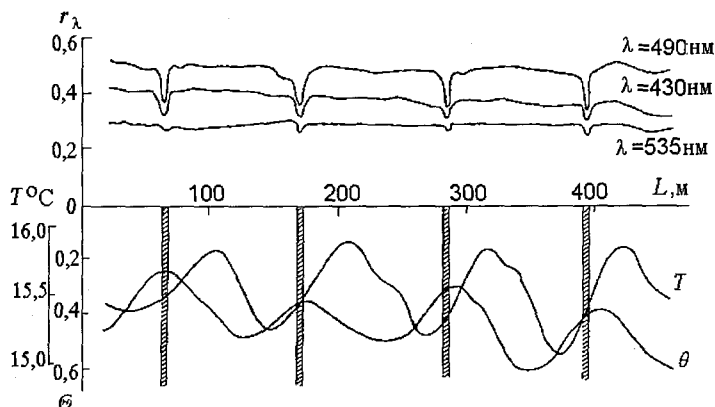


Рис. 7.37. Пример выявления внутренних волн путем регистрации коэффициента спектральной яркости морской поверхности из работы [37].

Обозначения: r_λ – распределение коэффициента спектральной яркости по направлению движения L в различных спектральных диапазонах; T – вариации температуры воды на горизонте 5 м; Q – вариации прозрачности на горизонте 5 м.

Оптические методы могут применяться не только с борта судна, но также с авиасредств и с космических аппаратов (например, [12, 16, 25]).

Локация морской поверхности в СВЧ-диапазоне позволяет выделять участки “следов” волн по изменениям характеристик рассеянного в обратном направлении радиолокационного сигнала. Само по себе рассеяние связано с возмущениями поверхности воды в гравитационно-капиллярной области (например, [12]). Интенсивность рассеянного сигнала пропорциональна спектральной плотности этих возмущений (“ряби”) при длине волны, равной половине длины электромагнитной волны (например, [16]). Проявления внутренних волн в этих возмущениях (“следы”) связаны с изменениями спектральной плотности.

Однако, спектральная плотность ряби, в первую очередь зависит не от внутренних волн, а все же от характеристик ветра – среднего значения скорости и ее пульсаций. Зависимость интенсивности изучаемых радиолокационных (РЛ) отражений от средних значений скорости ветра считается монотонной, причем интенсивность возрастает с увеличением скорости. Несомненно, что постоянство скорости ветра в морских условиях не может выдерживаться. При пульсациях характерное время перестройки ряби оценивается десятками секунд. Соответственно, эффекты от пульсаций ветра в регистрируемых данных проявляются аналогично эффектам от внутренних волн, причем их проявления, как показывают натурные эксперименты, могут быть существенно сильнее.

Один из наиболее эффективных приемов разделения эффектов состоит в определении скорости перемещений характерных РЛ-отражений (контрастов). В случае регистрации внутренних волн скорость перемещения контрастов соответствует фазовой скорости волн и примерно составляет $10 \dots 10^2$ см/с, при пульсациях ветра она равна средней скорости ветра ($10^2 \dots 10^3$ см/с).

В более общем случае целесообразно получение пространственно-временных спектров сигналов РЛ-отражений. Здесь возможно разделение эффектов за счет различий дисперсионных свойств и направлений распространения (например, [16]).

Дальнейшее развитие РЛ-методов представляется весьма перспективным.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.с.№ 1062111, СССР, МКИ 4 В63 В 17/00. Якорная буйковая станция // Чертанов В.С. и др. – БИ № 8, 1983.
2. А.с.№ 1143973, СССР, МКИ 4 G 01 С 13/00. Устройство для измерения параметров внутренних волн в море // Степанюк И.А. – БИ № 9, 1985.
3. А.с.№ 1249300, СССР, МКИ G 01В 5/00. Устройство для измерения подвижек припайного льда водоема / И.А.Степанюк. – № 3847614/25–28. – Заявл. 16.01.85. – Оpubл. 07.08.86. – Бюлл. изобр. СССР, 1986, № 29.
4. А.с. № 1295234, СССР. МКИ G 01F 23/26. Устройство для измерения параметров ледяного покрова (его варианты) / И.А.Степанюк. – № 3830937/24–10. – Заявл. 25.12.84. – Бюлл. изобр. СССР, 1987, № 9.
5. А.с.№ 1430722, СССР, МКИ G 01 В 5/00. Устройство для измерения подвижек припайного льда водоема / И.А.Степанюк. – № 4214959/25–28. – Заявл. 26.01.87. – Оpubл. 15.10.88. – Бюлл. изобр. СССР, 1988, № 38.
6. А.с. № 1476302, СССР, МКИ G 01 В 5/00. Устройство для измерения подвижек припайного льда на поверхности водоема /И.А. Степанюк. – № 4247590/25–28. – Заявл. 19.05.87. – Оpubл. 30.04.89. – Бюлл. изобр. СССР, 1989, № 16.
7. А.с.№ 708230, СССР, МКИ G 01P 5/08. Измеритель скорости движения воды / И.А. Степанюк.– № 2093102/18–10.–Заявл.6.01.75. –Оpubл. 5.01.80. –Бюлл. изобр. СССР, 1980, № 1.
8. Автоматизированные системы с буксируемыми приборами в океанологических исследованиях / Гайский В.А., Артемов Ю.Г., Блинков В.А. и др. – Киев: Наукова думка, 1987. – 176 с.
9. Андреева И.Б. Акустические методы регистрации характеристик малых неровностей дна и биологических скоплений в океане // Автоматизация научных исследований морей и океанов. Сб. докладов Всесоюзн. симп. 26.05–2.06.67.– Севастополь: МГИ АН УССР, 1968.– С.186–193.
10. Андреева И.Б., Макишас Я.П. Колебания глубин звукорассеивающих слоев и внутренние волны // Океанология, 1976, № 3.– С. 436–440.
11. Афанасьев Ю.В., Студенцов Н.В., Щелкин А.П. Магнитометрические преобразователи, приборы, установки.– Л.: Энергия. 1972.– 272 с.
12. Баханов В.В., Зуев А.Л., Маров М.Н., Пелиновский Е.Н. О влиянии внутренних волн на радиолокационные характеристики морской поверхности в СВЧ-диапазоне. – Препринт № 198. – ИПП АН СССР. – 1988. – 15 с.
13. Бацких Ю.М., Бурков Г.Д. Рекомендации по проведению грузовых операций в припайных льдах Арктики. – М.: В/О "Мортехинформреклама", 1986. – 40 с.
14. Белоношко В.П. Некоторые результаты использования явления рассеяния звука в океанологических исследованиях // Гидрофизические исследования в северной части Тихого океана и дальневосточных морях.– Владивосток: Изд. ДВНЦ АН СССР, 1979.– С. 55–65.
15. Богородский А.В. и др. Гидроакустическая техника исследования и освоения океана. – Л.: Гидрометеиздат, 1984. – 264 с.
16. Большаков А.Н. и др. Комплекс аппаратуры для измерения пространственно-временных характеристик деятельного слоя на масштабах внутренних волн //

- Неконтактные методы и средства измерения океанографических параметров. Сб. докл. 5-го Всесоюзного семинара. – М.: Гидрометеиздат (отделение), 1986. – С. 48–52.
17. Бузуев А.Я., Адамович Н.М., Бровин А.И. и др. Перспективный путь совершенствования научно-оперативного обеспечения судоходства во льдах // Тр. АА-НИИ, 1988. – Т. 401. – С. 130–141.
 18. Булаков Н.П., Иванов В.А., Лисиченок А.Д. Короткопериодные внутренние гравитационные волны в районе с большими горизонтальными градиентами плотности // Известия АН СССР. Физика атмосферы и океана, 1985, т. 21, № 12. – С. 1308–1314.
 19. Бушуев А.В., Волков Н.А., Лоцилов В.С. Атлас ледовых образований. – Л.: Гидрометеиздат, 1974. – 139 с.
 20. Винников С.Д. Измерение малых скоростей течения баропоплавком / Труды ГГИ, 1972, вып. 192. – С.232–239.
 21. ГОСТ 8.326–78. Метрологическое обеспечение разработки, изготовления и эксплуатации нестандартизованных средств измерений. – М.: Изд-во стандартов, 1983. – 14 с.
 22. ГОСТ 16263–70. Метрология. Термины и определения. – М.: Изд-во стандартов, 1984. – 53 с.
 23. ГОСТ 8.009–84. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений. – М.: Изд-во стандартов, 1985. – 38 с.
 24. ГОСТ 8.207–76. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений. М.: Изд-во стандартов, 1979. – 10 с.
 25. Гришин Г.А., Гродский С.А., Ильин Ю.П. К вопросу об определении параметров двухслойной стратификации по данным дистанционных наблюдений // Неконтактные методы и средства измерения океанографических параметров. Сб. докладов 5-го Всесоюзного семинара. – М.: Гидрометеиздат (отделение), 1986. – С. 214–216.
 26. Дерюгин К.К., Степанюк И.А. Морская гидрометрия. – Л.: Гидрометеиздат, 1974. – 392 с.
 27. Доронин Ю.П., Степанюк И.А. Электромагнитное поле океана. –СПб.: Изд. РГТМИ, 1992. – 95 с.
 28. Зубов Н.Н. Льды Арктики. – М.: Изд-во Главсевморпути, 1945. – 360 с.
 29. Еремшин В.Ф. и др. Измеритель напряженности электрического поля в проводящей среде с объемной базой измерения. – В сб.: Изучение глубинного строения земной коры и верхней мантии на акваториях морей и океанов электромагнитными методами. – М.: ИЗМИРАН, 1981. – С.35–40.
 30. Ковчин И.С. Автономные средства измерения океанографических параметров. – Л.: Гидрометеиздат, 1982. – 257 с.
 31. Ковчин И.С., Степанюк И.А. Особенности инструментальных измерений характеристик динамики вод на шельфе арктических морей // Итоговая сессия ученого совета. Тезисы докладов. – СПб.: Изд. РГГМУ, 1999. – С. 104–106.
 32. Коняев К.В. Измерение пространственного строения внутренних волн с помощью градиентной системы датчиков температуры // Известия АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1975. – Т.11, № 7. – С. 734–742.

33. *Коняев К.В.* Экспериментальное исследование короткопериодных внутренних волн в море // Известия АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1975. – Т.11, № 3. – С. 285–296.
34. *Коняев К.В., Сабинин К.Д.* Волны внутри океана. – СПб: Гидрометеоздат, 1992. – 272 с.
35. *Коняев К.В., Сабинин К.Д.* Новые данные о внутренних волнах в море, полученные с помощью распределенных датчиков температуры // Доклады АН СССР. – 1973. – Т. 209, № 1. – С. 86–89.
36. *Кореньев В.Г. и др.* Объемное рассеяние звука на частоте 25 кГц при наличии слоя скачка температуры // Акустический журнал, 1979. – Т.25, № 4. – С.556–565.
37. *Коровин В.П.* Исследование параметров внутренних волн оптическими методами // Межведомственные исследования Балтийского моря. Сб. работ Ленинградской гидрометеорологической обсерватории. – Вып.13. – Л.: Гидрометеоздат, 1983. – С. 118–123.
38. *Коровин В.П., Чверткин Е.И.* Морская гидрометрия. – Л.: Гидрометеоздат, 1988. – 262 с.
39. *Ломейко А.И., Любичкий А.А.* О дистанционном определении параметров внутренних волн по амплитудным характеристикам рассеянного звукового сигнала // Неконтактные методы и средства измерения океанографических параметров. Сб. докладов 5-го Всесоюз. семинара. – М.: Гидрометеоздат (отделение), 1986. – С. 180–185.
40. *Маклаков А.Ф., Снежинский В.А., Чернов Б.С.* Океанографические приборы. – Л.: Гидрометеоздат, 1975. – 384 с.
41. *Муякишин С.И., Селивановский Д.А.* О гидролокационном измерении течений, вызванных внутренними волнами // Океанология. – 1982. – Т.22, № 6. – С. 1029–1032.
42. *Нелепо Б.А., Смирнов Г.В., Шадрин А.Б.* Интегрированные системы для гидрофизических исследований. – Л.: Гидрометеоздат, 1990. – 239 с.
43. *Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С.* Цифровые приборы с частотными датчиками. – Л.: Энергия, 1970. – 423 с.
44. *Пака В.Т.* О выборе измерительной системы при исследовании внутренних волн // Волновые процессы в морях и океанах. Труды Всесоюз. совещания. – Севастополь: 1983. – С. 92–94. (Деп. ВИНТИ № 281 – 84 деп.).
45. *Парамонов А.Н., Кушнир В.М., Забурдаев В.И.* Современные методы и средства измерения гидрологических параметров океана. – Киев: Наукова думка, 1979. – 248 с.
46. Патент № 2090431 RU, МКИ 6 В 63 В 22/06. Буйковая станция для гидрофизических измерений // Воронин Л.И., Дорохин В.И., Лобанов В.А., Степанюк И.А. – БИ № 26, 1997.
47. Патент № 2090432 RU, МКИ 6 В 63 В 22/18. Стабилизированный буй // Воронин Л.И., Дорохин В.И., Колышев А.И., Степанюк И.А. – БИ № 26, 1997.
48. Патент № 2092374 RU, МКИ 6 В 63 В 22/18. Стабилизированный буй // Воронин Л.И., Дорохин В.И., Степанюк И.А. – БИ № 28, 1997.
49. *Проворкин А.В., Цапин В.В.* Ледовая информация, получаемая с метеорологических ИСЗ // Тр. ААНИИ, 1988. – Т. 401. – С. 141–148.

50. Руководство по гидрологическим работам в океанах и морях. – Л.: Гидрометеиздат, 1977. 725 с.
51. Селиванов М.Н., Фридман А.Э., Кудряшова Ж.Ф. Качество измерений. Метрологическая справочная книга. – Л.: Лениздат, 1987. – 295 с.
52. Скоков Р.М. Исследование горизонтальных подвижек устойчивого припая // Тр. ААНИИ, 1981. – Т.376. – С.134–140.
53. Смирнов В.И. Ледовые плавания и их научно-оперативное обслуживание за рубежом. – Л.: Гидрометеиздат, 1970. – 223 с.
54. Смирнов В.Н. Динамические процессы в морских льдах. – СПб.: Гидрометеиздат, 1996. – 162 с.
55. Снежинский В.А. Практическая океанография. – М.-Л.: Гидрометеиздат, 1954. – 672 с.
56. Степанюк И.А. Измерение внутренних волн в галоклине эстуариев полярных рек // Итоговая сессия ученого совета: тезисы докладов. – СПб.: Изд. ГГМУ, 1999. С. 109–110.
57. Степанюк И.А. Океанологические измерительные преобразователи. – Л.: Гидрометеиздат, 1986. – 272 с.
58. Степанюк И.А., Акылбаев Д.А. Моделирование методов измерений характеристик внутренних волн // Итоговая сессия ученого совета: тезисы докладов. – СПб.: Изд. РГТМИ, 1997. – С. 93–94.
59. Степанюк И.А., Коровин В.П., Вайновский П.А. Интегральный метод регистрации высокочастотных вариаций термоклина // Межведомственные исследования Балтийского моря. Сборник работ Ленинградской гидрометеорологической обсерватории. – 1983. – Вып. 13. – С. 114–118.
60. Сытников В.Ф. Измерение внутренних волн в изотермических слоях // Морской гидрофизический журнал. – 1986. – № 3. – С. 62–64.
61. Ультразвук. / Под ред. Голямина И.П. – М.: Советская энциклопедия, 1979. – 400 с.
62. Физика океана. / Под ред. Доронина Ю.П. – Л.: Гидрометеиздат, 1978. – 287 с.
63. Формирование, структура и флуктуации верхнего термоклина в океане. / Пер. с англ. под ред. Фукса В.Р. – Л.: Гидрометеиздат, 1971. – 143 с.
64. Шауб Ю.Б. Новые методы электрометрии в морских исследованиях. – М.: Наука, 1985. – 216 с.
65. Шули А. Электронная аппаратура в океанографии. – Л.: Гидрометеиздат, 1967. – 64 с.
66. Garsey F.D., Zwally H.J. Remote sensing as a research tool // Geophys. Sea Ice: Proc. NATO Adv. study inst. Air-sea Ice Interact., Acquafredda di Maratca, Sept.28-Oct.10, 1981, New York; London, 1986, p.1021–1098.
67. Heering P. Acoustic measurement and applications of kinetic impacts on ice // Progr. underwater Acoust: Proc. 12 th Int. Congr. Acoust. Assoc. Symp. Underwater Acoust., Halifax, July 16–18, 1986; – New York; London, 1987, 611–617.
68. Lau P.A., Knoke G.S. Arctic ice measurement // Proc. of OCEAN'91, October. – P. 22-27.
69. Lizuka K., Freundorfer A. et al. Measurement of saline ice thickness using a step frequency radar // Gold Red Sci and Technol., 1988, 15, N 1, p.23–32.

70. *Onstott Robert G.* Theoretical and experimental study of the radar backscatter of Arctic sea ice / ICAPSS'87: int Geosci. and Remote sens. Sump., Ann. Arbor, Mich., May 18-21, 1987, vol.2. - New York, 1987. - p.1127-1129/
71. *Pikington R.R., Metge M., Stranberg A.G.* A new sensor for measuring ice forces on structures // Laboratory tests and field experience. POAC 1983. Helsinki/ - 1983/ - P. 70-75.
72. *Sanford T.B.* Observations of the vertical structure of internal waves // J. Geoph. Res. - 1975. - Vol. 80, № 27. - P. 3861-3871
73. *Vallaake N.C., Holladay J.Scott.* Airborne electromagnetic sounding of sea ice thickness and subice bathymetry // Gold Red Sci and Technol., 1987, 14, N 3, 289-311.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Особенности и базовые технологии специальных океанологических измерений	9
1.1. Общие вопросы	9
1.2. Особенности измерений в зонах раздела свойств	11
1.3. Особенности измерений в условиях приполярных акваторий	15
1.3.1. Природные особенности приполярных акваторий	15
1.3.2. Особенности технологий осуществления измерений в условиях приполярных акваторий	19
1.3.3. Особенности номенклатуры измеряемых характеристик	22
1.4. Технологии специальных измерений с использованием подводных автономных буйковых станций (ПАБС)	23
1.4.1. Состав технических средств ПАБС и их функционирование	23
1.4.2. Принципы вертикального зондирования с ПАБС	28
1.4.3. Буйковые конструкции с поверхностным расположением несущего бую	31
1.5. Автоматические дрейфующие гидрометеорологические станции	42
1.6. Автоматические береговые гидрометеорологические станции	46
1.7. Подводные телеуправляемые исследовательские аппараты	52
1.8. Гидролокационная и сейсмоакустическая съемка дна	55
Глава 2. Специальные термометрические измерения в многослойных средах	59
2.1. Особенности измерений температуры в многослойной среде воздух-снег-лед-вода	59
2.2. Методы специальных термоградиентных измерений в многослойных средах	61
2.2.1. Прямые методы измерений температурных градиентов	62
2.2.2. Конструктивные особенности термоградиентных измерительных устройств	69
2.3. Использование термодиодных и термотранзисторных преобразователей для измерений в многослойных средах	71
2.4. Перспективы использования вибротронных термопреобразователей для измерений в снежном покрове на льду	76
2.5. Сканирование многослойной толщи воды с помощью локальных измерительных средств	82
2.6. Методы интегрального сканирования	84
Глава 3. Измерение характеристик естественных электромагнитных полей	89
3.1. Методы измерений характеристик электрического поля	89
3.1.1. Методические особенности измерений	89
3.1.2. Технические средства измерений. Измерительные преобразователи	94
3.2. Методы измерений магнитной составляющей электромагнитного поля	104

3.2.1. Методические особенности измерений	104
3.2.2. Технические средства измерений. Измерительные преобразователи магнитного поля и его вариаций	105
Глава 4. Специальные методы измерений колебаний уровня и волнения	126
4.1. Специфика измерений характеристик волнения в равновесном интервале спектра	126
4.2. Особенности измерений колебаний уровня и волнения в условиях приполярных акваторий	128
4.3. Контактные методы измерений	129
4.4. Акустические методы измерений колебаний уровня	132
4.5. Измерения колебаний уровня с припайного льда	140
4.5.1. Измерения колебаний уровня заякоренными мареографами	140
4.5.2. Измерения колебаний уровня в условиях горизонтальных подвижек льда	142
4.6. Гидростатические методы	149
4.6.1. Принципы измерений	149
4.6.2. Современные гидростатические мареографы	151
Глава 5. Специальные методы измерения характеристик течений	156
5.1. Измерения течений с автономных подводных буйковых станций	156
5.1.1. Позиционные измерители	156
5.1.2. Акустические доплеровские методы измерения профиля характеристик течения	163
5.2. Термогидрометрические методы измерения скорости течения	165
5.3. Специальные электрохимические методы измерения скорости течения	169
Глава 6. Методы измерения толщины ледяного покрова	177
6.1. Автоматические контактные методы измерений толщины льда	177
6.2. Акустические методы измерения толщины и скорости дрейфа льда	184
Глава 7. Специальные методы измерений характеристик внутренних волн	187
7.1. Особенности задач и методик выполнения измерений	187
7.2. Методы, основанные на использовании взвешенных поплавок	193
7.3. Многоканальные термоградиентные методы	205
7.4. Суммирующие термоградиентные методы	207
7.5. Интегральные методы	211
7.5.1. Термоинтегральные методы	212
7.5.2. Методы, основанные на измерении интегральной плотности	229
7.5.3. Методы, основанные на измерении интегральной электрической проводимости	239
7.6. Дистанционные методы	256
7.6.1. Акустические дистанционные методы	256
7.6.2. Оптические и СВЧ-методы	261
Литература	264

Учебное издание

Ковчин Игорь Сергеевич, Степанюк Иван Антонович

МЕТОДЫ СПЕЦИАЛЬНЫХ
ОКЕАНОЛОГИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Компьютерная верстка Н.И. Афанасьевой

Редакторы И.Г. Максимова,

Н.И. Афанасьева

ЛР № 020309 от 30.12.96.

Подписано в печать 30.10.02. Формат 60×90 $\frac{1}{16}$. Гарнитура Times New Roman.

Бумага офсетная. Печать офсетная. П.л. 17,0. Тираж 200 экз. Заказ № 108

РГГМУ, 195196, Санкт-Петербург, Малоохтинский пр., 98.

ЗАО «Лека», 195112, Санкт-Петербург, Малоохтинский пр., 68.

