

И. А. Степанюк

# Океанологические измерительные преобразователи



Гидрометеоиздат  
Ленинград 1986

Рецензент: канд. техн. наук И. С. Ковчин

В монографии рассматриваются измерительные преобразователи основных океанологических величин: температуры, солености, гидростатического давления, волнения, уровня, направления и скорости течения. Анализируются принципы, положенные в основу работы преобразователей, приводятся основные схемные и конструктивные решения, нашедшие применение в экспериментальной технике, оценивается их перспективность. Особое внимание уделяется возможностям получения линейных характеристик преобразования и пути снижения погрешностей измерений.

Монография рассчитана на специалистов в области океанологической измерительной техники, но также может быть полезной для студентов и аспирантов университетов и гидрометеорологических институтов, специализирующихся в области экспериментальных методов изучения Мирового океана.

The monograph I. A. Stepanjuk "Okeanological Measuring Transducers" deals with the measuring transformers of fundamental oceanographic parameters: temperature; salinity, hydrostatic pressure, waves, level, current's direction and velocity. Principles, based the transformers are analysed. The basic schematic and constructiv ideas used in experimental devices are considered. Special attention is paid to the linear transformation characteristic receiving and to the measure mistakes reducing.

The monograph is intended for specialists in the field of oceanographic measure techniques. Students and post-graduate students of Hydrometeorological Institutes and those of Universities, specialized in experimental methods of investigation of the World ocean, can also use it.

## Монография

Иван Антонович Степанюк

Океанологические  
измерительные  
преобразователи

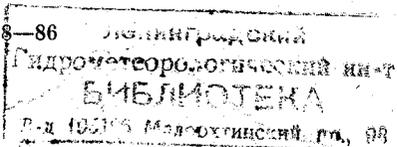
Редактор Л. А. Чепелкина. Художник В. В. Бабанов. Художественный редактор В. В. Быков  
Технический редактор Л. М. Шишкова. Корректор Л. Б. Лаврова

ИБ № 158

Сдано в набор 04.07.86. Подписано в печать 17.11.86. М-15297. Формат 60×90<sup>1/16</sup>, бумага тип № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Печ. л. 17,0. Кр.-отт. 17,0. Уч.-изд. л. 18,63  
Тираж 910 экз. Индекс ОЛ-176. Заказ № 411. Цена 3 р. 20 к.  
Гидрометеониздат. 199226. Ленинград, Беринга, 38.

Ленинградская типография № 8 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли 190000, Ленинград, Прачечный переулок, 6.

С 1903030100-215  
069(02)-86 38-86



© Гидрометеониздат, 1986 г

## Предисловие

Первичные и промежуточные измерительные преобразователи являются наиболее важными узлами измерительной техники, поскольку их характеристики в основном определяют метрологические свойства приборов в целом. При этом они являются и наиболее специфическими узлами, так как их конструктивные решения должны быть обусловлены видом измеряемых физических величин и условиями проведения измерений. В связи с этим, например, оказывается невозможным непосредственное применение в океанологической технике преобразователей, используемых при контроле технологических процессов в промышленности. Обычно лишь заимствуется принцип измерений, если по своим качествам он подходит для поставленных перед конструктором задач, а также элементная база. Причем это возможно лишь в тех случаях, когда подлежащие измерению океанологические величины имеют соответствующие аналоги в других областях техники (температура, электрическая проводимость, уровень и др.). Значительная же часть океанологических величин, которые непосредственно измеряются, не имеет таких аналогов (вертикальные температурные градиенты, характеристики поверхностного волнения, параметры внутренних волн, направление течений на глубинах и т. д.), что приводит к необходимости разработки специальных преобразователей и использования специфических принципов измерений.

Вследствие этих причин к настоящему времени уже сформировалась некоторая самостоятельная область измерительной техники, связанная с конструированием, исследованием метрологических свойств и разработкой методик использования океанологических измерительных преобразователей.

В монографии предпринимается попытка обобщить накопленный в экспериментальных разработках опыт. Несомненно, тематика, связанная с разработкой и исследованием океанологических измерительных преобразователей, на нынешнем уровне никак не может считаться исчерпанной — постоянно появляются новые интересные решения, позволяющие повышать точность измерений, расширять функциональные возможности преобразователей и т. д. По-видимому, в подобной тематике в принципе не может быть окончательной завершенности. В связи с этим, естественно, в монографии отсутствуют какие-либо жесткие утверждения о том, какие именно преобразователи следует использовать для конкретных измерительных задач, высказывается лишь мнение о перспективности тех или иных типов.

Объектами рассмотрения в монографии выбраны преобразователи основных океанологических величин: температуры морской воды и ее турбулентных пульсаций, солёности, гидростатического давления, уровня моря, волнения, направления и скорости течения. Имеющаяся в настоящее время литература по

методам измерений этих величин довольно ограничена. В частности, следует назвать книги: «Океанографические приборы» А. Ф. Макалова, В. А. Снежинского и Б. С. Чернова (Л.: Гидрометеиздат, 1975) и «Современные методы и средства измерения гидрологических параметров океана» А. Н. Парамонова, В. М. Кушнера и В. И. Забурдаева (Киев: Наукова думка, 1979), где достаточно широко рассматриваются различные вопросы океанологических измерений. Однако в первой из них описываются преимущественно конструкции приборов в целом и практически не затрагиваются принципиальные и конструктивные особенности первичных и промежуточных преобразователей. Несомненно, интересная книга А. Н. Парамонова и др. посвящена в основном методическим вопросам морских измерений, а технические особенности преобразователей рассматриваются в ограниченном объеме. В связи с этим предпринятая в данной монографии попытка подробного рассмотрения океанологических измерительных преобразователей представляется весьма актуальной.

Естественно, рассматриваемыми преобразователями основных океанологических величин в настоящее время не исчерпываются возможности измерительной техники, предназначенной для проведения экспериментальных исследований в Мировом океане. Сбор информации об основных величинах в большинстве случаев уже не удовлетворяет исследователей, и в связи с этим интенсивно развиваются, а также создаются новые методы специальных гидрофизических измерений. К ним можно отнести, в частности, методы регистрации вертикальных профилей гидрометеорологических элементов в приграничных слоях море—атмосфера, где объект исследований в силу своей специфики налагает ряд специальных дополнительных требований на разрабатываемые экспериментальные измерительные устройства. К методам специальных измерений следует также отнести развивающиеся в последние годы методы регистрации характеристик внутренних волн, электрические методы определения физико-механических свойств морского льда и механических напряжений в ледяном покрове и ряд других. В последнее время широкий интерес вызывают экспериментальные исследования естественных электрических и магнитных полей в морской среде, причем не только с позиций изучения физических закономерностей их формирования, но и с точки зрения использования этих полей для получения гидрофизической информации. Все эти методы представляются чрезвычайно перспективными, однако их рассмотрение совместно с основными методами, по-видимому, нецелесообразно, хотя бы в силу ограниченности объема монографии.

Автор надеется, что монография окажется полезной для специалистов в области океанологической измерительной техники, а также сможет использоваться студентами и аспирантами университетов и гидрометеорологических институтов, специализирующихся в области экспериментальных методов изучения Мирового океана.

## Глава 1

# Основные свойства океанологических измерительных преобразователей

### 1.1. Общие свойства

Океанологические измерительные преобразователи (ОИП), как и любые ИП в информационно-измерительной технике, характеризуются наиболее общими параметрами и свойствами в соответствии с ГОСТ 16263—70 [37]. Их специфика с точки зрения метрологии, определяемая их назначением, позволяет рассматривать совокупность ОИП в виде некоторого самостоятельного класса средств измерений.

В общем случае средством измерений (СИ) называют техническое средство, используемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические свойства<sup>1</sup>. Измерительный преобразователь тем самым является средством измерений, причем таким средством, которое предназначено для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем. Различают первичные, промежуточные и масштабные ИП. Первичный ИП является первым в измерительной цепи, т. е. к нему непосредственно подведена измеряемая величина. Промежуточный ИП занимает место в измерительной цепи после первичного. Масштабный ИП предназначен для изменения величины в заданное число раз.

Рассматривать ИП, применяемые в какой-либо области техники, в том числе в океанологической измерительной технике, наиболее удобно разделяя их по видам входных сигналов, т. е. подлежащих измерению физических величин, поступающих на вход ИП [14, 93, 110]. В таком случае среди ОИП можно выделить: ИП температуры морской воды, ИП электрической проводимости, ИП гидростатического давления и т. д. Разделение внутри больших групп целесообразно по используемым принципам и методам измерений. Под принципом измерений понимается совокупность физических явлений, на которых основаны измерения. Метод измерений — совокупность приемов использования принципов и средств измерений. В связи с этим в рассматриваемых далее ОИП выделяются терморезистивные ИП температуры, термобатарейные ИП температуры, ИП турбулентных пульсаций температуры и т. д.

<sup>1</sup> Все определения терминов даются в соответствии с ГОСТ 16263—70 «Метрология. Термины и определения».

Преобразователи являются составными частями измерительных устройств, установок или систем. Под категорией «измерительное устройство» принято понимать средство измерений, объединяющее измерительные преобразователи и измерительные приборы, причем измерительным прибором здесь является СИ, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. Измерительная установка — это совокупность функционально объединенных средств измерений и вспомогательных устройств, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем, и расположенная в одном месте. Измерительная система — совокупность средств измерений и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и (или) использования в автоматических системах управления.

Общие параметры и свойства ОИП следующие.<sup>1</sup>

Градуировочная характеристика средства измерений — зависимость между значениями величин на выходе и входе средства измерений, составленная в виде таблицы, графика или формулы.

Диапазон измерений — область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности средств измерений.

Предел измерений — наибольшее или наименьшее значение диапазона измерений.

Влияющая физическая величина — физическая величина, не измеряемая данным средством измерений, но оказывающая влияние на результаты измерений этим средством.

Коэффициент преобразования ИП — отношение сигнала на выходе (изменения выходной величины) отображающего измеряемую величину, к вызывающему его сигналу на входе (изменению входной величины). В технической литературе зачастую удобно использовать относительное значение коэффициента преобразования, определяемое по отношению к исходному значению выходной величины ИП.

Стабильность средства измерений — качество СИ, отображающее неизменность во времени его метрологических характеристик.

Следует отметить часто использующийся в технической литературе термин «чувствительность», который, строго говоря, применим лишь к измерительному прибору в целом и является отношением изменения сигнала на выходе измерительного прибора к вызывающему его изменению измеряемой величины. Различают абсолютную и относительную чувствительность. Применительно к первичным ИП, где входной величиной является измеряемая ве-

<sup>1</sup> Определения терминов, параметров и свойств даны сокращенно.

личина, понятие чувствительности эквивалентно коэффициенту преобразования и зачастую используется вместо него. При этом, как правило, не указывается форма их выражения (абсолютная или относительная), если она ясна непосредственно из текста. Кроме того, часто употребляется термин «порог чувствительности», который не указан в ГОСТе, однако является весьма удобной характеристикой ИП, особенно первичных ИП, в частности, при переменной погрешности внутри диапазона измерений.

К свойствам ИП относятся также различные виды погрешностей.

В общем случае погрешность измерений есть отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины. Истинным значением величины является такое значение, которое идеальным образом отражало бы в качественном и количественном отношении соответствующее свойство объекта. Таким образом, погрешность измерений всегда остается практически неизвестной, поскольку неизвестно истинное значение величины. Для того чтобы характеризовать погрешность, используют действительное значение величины, т. е. значение, найденное экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинному, что для данной цели может быть использовано вместо него.

✓ Общую (суммарную) погрешность средства измерений, используемого в нормальных условиях эксплуатации, принято называть основной погрешностью. Нормальные условия задаются в стандартах либо технических условиях (ТУ) на данный вид СИ в виде диапазонов изменчивости влияющих величин. Погрешность, возникающую из-за отличия рабочих условий от нормальных, называют дополнительной погрешностью.

✓ Погрешности разделяются на статические и динамические. Статическая — это погрешность СИ, используемого для измерения постоянной величины. Если измеряемая величина изменяется во времени (динамический режим измерений), то выходной сигнал (либо результат измерений) содержит как статическую, так и динамическую погрешности. Тем самым динамическая погрешность — это разность между погрешностью СИ в динамическом режиме и его статической погрешностью, соответствующей значению величины в данный момент времени.

По характеру проявления различают систематические и случайные погрешности. Систематической погрешностью называют составляющую погрешности СИ, остающуюся постоянной или закономерно изменяющуюся в диапазоне измерений. Ту часть, которая остается постоянной, в технической литературе выделяют под названием «аддитивная составляющая систематической погрешности», а изменяющуюся часть — «мультипликативная составляющая». Случайная погрешность — это такая составляющая погрешности СИ, которая изменяется случайным образом.

Значения погрешностей, характерных для данного вида СИ, выражают в форме абсолютной, относительной и приведенной.

Абсолютная погрешность измерительного прибора в целом — это разность между показанием прибора и истинным (на практике — действительным) значением измеряемой величины. Для ИП различают абсолютную погрешность по входу и абсолютную погрешность по выходу. Первая из них указывается в единицах входного сигнала (для первичных ИП — в единицах измеряемой величины), а вторая — в единицах выходного сигнала. Соответствующие величины сигналов на входе (выходе) и их действительные значения устанавливаются при помощи градуировочной характеристики, принятой для данного ИП.

Относительной погрешностью является отношение абсолютной погрешности к истинному (действительному) значению величины (измеряемой величины, входного сигнала ИП, выходного сигнала ИП).

При неизменной в диапазоне измерений абсолютной погрешности значение относительной погрешности оказывается переменным. Для сравнительных оценок свойств СИ тем самым более удобной является приведенная погрешность, которая определяется как отношение абсолютной погрешности к нормирующему значению величины. В качестве нормирующего можно принимать значение верхнего предела, ширины диапазона измерений и т. д.

Наряду с погрешностями метрологические свойства СИ характеризуются точностью, классом точности, правильностью и сходимостью показаний.

Точность характеризует качество СИ, отображающее близость к нулю его погрешностей. Точность СИ в числовом виде, как правило, не выражается. В более общем случае (при характеристике измерений, а не только СИ) точность может быть выражена количественно как величина, обратная модулю относительной погрешности.

Правильность СИ и сходимость показаний СИ также являются качественными характеристиками, отражающими близость к нулю систематических («правильность») и случайных («сходимость») погрешностей СИ.

Класс точности — это обобщенная характеристика СИ, определяемая пределами допускаемых основных и дополнительных погрешностей, а также другими свойствами СИ, влияющими на точность. Классы точности различных видов СИ устанавливаются в соответствии с ГОСТ 8.401—80 [38].

Числовое значение класса точности в большинстве случаев соответствует модулю относительной либо приведенной погрешностей, выраженных в процентах. В частности, при классе точности, обозначаемом непосредственно на СИ в виде 0,5 в кружочке, относительная погрешность составляет  $\pm 0,5\%$ ; при классе точности, обозначаемом 0,2, приведенная погрешность равна  $\pm 0,2\%$  по отношению к конечному значению шкалы и т. д.

Динамические свойства ИП описываются с помощью дифференциальных уравнений. Если узел ИП представляет собой линейное динамическое звено первого порядка, взаимосвязь между ме-

няющимися во времени входным  $X(\tau)$  и выходным  $Y(\tau)$  сигналами описывается линейным дифференциальным уравнением (при условно равном единице коэффициенте преобразования ИП)

$$dY(\tau)/d\tau = [X(\tau) - Y(\tau)]/\tau_e, \quad (1.1)$$

где  $\tau_e$  — постоянный коэффициент, физический смысл которого легко определяется путем решения уравнения (1.1) для случая скачкообразного входного сигнала (рис. 1.1 а). Действительно, если

$$\begin{aligned} X(\tau) \Big|_{\tau < \tau_0} &= X_n = Y_0, \\ X(\tau) \Big|_{\tau \geq \tau_0} &= X_0, \\ Y(\tau) \Big|_{\tau < \tau_0} &= Y_0, \end{aligned} \quad (1.2)$$

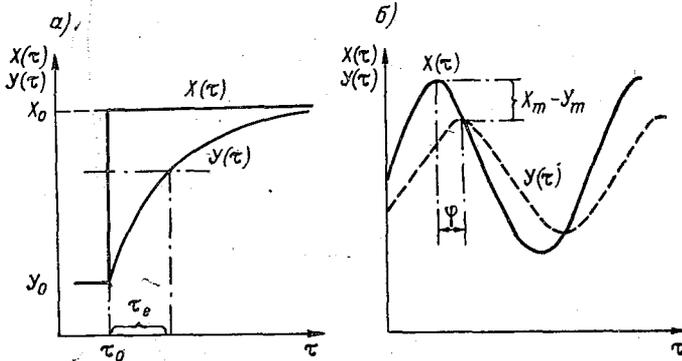


Рис. 1.1. Искажения сигнала при прохождении ИП со свойствами динамического звена первого порядка.

то решение уравнения (1.1) для динамического участка ( $\tau \geq \tau_0$ ) может быть представлено в виде

$$Y(\tau) = X_0 + (Y_0 - X_0) \exp[-(\tau - \tau_0)/\tau_e]. \quad (1.3)$$

При  $\tau_e = \tau - \tau_0$

$$Y(\tau) - X_0 = (Y_0 - X_0)/e. \quad (1.4)$$

В соответствии с выражением (1.4) устанавливается физический смысл коэффициента  $\tau_e$  — это такой промежуток времени, через который при скачкообразном изменении входного сигнала исходная разность между выходным и входным сигналами уменьшится в  $e$  раз. Коэффициент  $\tau_e$  принято называть постоянной времени.

В приведенных рассуждениях условное равенство единице коэффициента преобразования ИП при его соответствующей размерности фактически означает лишь то, что выходной сигнал ИП  $Y(\tau)$  по градуировочной характеристике переведен в эквивалентный ему входной сигнал.

При синусоидальном входном сигнале  $X(\tau) = X_m \exp(j\omega\tau)$  решение уравнения (1.1) представляется в виде

$$Y(\tau) = Y_m \exp[j(\omega\tau + \varphi)]. \quad (1.5)$$

В результате подстановки решения (1.5) в уравнение (1.1) получаем

$$Y_m X_m^{-1} \exp(j\varphi) = 1/(1 + j\omega\tau_e) = F(j\omega). \quad (1.6)$$

Функция  $F(j\omega)$  получила название передаточной функции (или амплитудно-фазовой характеристики) ИП.

В соответствии с рассмотренным между синусоидальными сигналами  $X(\tau)$  и  $Y(\tau)$  появляются различия в амплитудах и фазах (рис. 1.1 б). Для подчеркивания этих особенностей в технической литературе иногда употребляют нестандартные термины: амплитудная погрешность и фазовая погрешность, хотя, строго говоря, погрешность измерений физической величины эти термины не характеризуют.

Амплитудные искажения сигнала

$$Y_m/X_m = |F(j\omega)| = 1/\sqrt{1 + \omega^2\tau_e^2}, \quad (1.7)$$

фазовые искажения

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg}(\omega\tau_e). \quad (1.8)$$

Функцию  $|F(j\omega)|$  называют амплитудно-частотной характеристикой СИ, а функцию  $\varphi(\omega)$  — его фазово-частотной характеристикой.

При сложном виде входного сигнала  $X(\tau)$ , характеризующегося спектральной плотностью  $S_x(\omega)$ , связь между  $S_x(\omega)$  и спектральной плотностью выходного сигнала  $S_y(\omega)$  выразится в виде

$$S_y(\omega) = (|F(j\omega)|)^2 S_x(\omega) = S_x(\omega)/(1 + \omega^2\tau_e^2). \quad (1.9)$$

Уравнением первого порядка вида (1.1) описываются динамические свойства таких конструкций, как большинство преобразователей температуры, гидрохимических характеристик, волнения и т. д. Однако для ряда преобразователей скорости течения, направления течения, гидростатического давления, которые состоят из нескольких элементарных динамических звеньев, такое описание является неудовлетворительным. В наиболее общем случае связь между  $Y(\tau)$  и  $X(\tau)$  для таких ИП описывается уравнением  $n$ -го порядка

$$\begin{aligned} (\tau_e)_n \frac{d^n Y(\tau)}{d\tau^n} + (\tau_e)_{n-1} \frac{d^{n-1} Y(\tau)}{d\tau^{n-1}} + \dots + (\tau_e)_2 \frac{d^2 Y(\tau)}{d\tau^2} + \\ + (\tau_e)_1 \frac{dY(\tau)}{d\tau} + Y(\tau) = X(\tau). \end{aligned} \quad (1.10)$$

Решение уравнения (1.10) для синусоидального входного сигнала по-прежнему может быть представлено в виде

$$Y(\tau) = Y_m \exp[j(\omega\tau + \varphi)], \quad (1.11)$$

а передаточная функция, получаемая при подстановке решения (1.11) в уравнение (1.10), будет следующей:

$$F(j\omega) = (Y_m/X_m) e^{j\varphi} = [1 + j\omega(\tau_e)_1 + (j\omega)^2(\tau_e)_2^2 + \dots + (j\omega)^n(\tau_e)_n^n]^{-1}. \quad (1.12)$$

В океанологической практике ИП с  $n > 2$  практически не используются. При  $n = 2$  амплитудно-частотная характеристика ИП, получаемая из выражения (1.12), определяется следующим выражением:

$$|F(j\omega)| = \left\{ \sqrt{[1 - \omega^2(\tau_e)_2^2]^2 + \omega^2(\tau_e)_1^2} \right\}^{-1}. \quad (1.13)$$

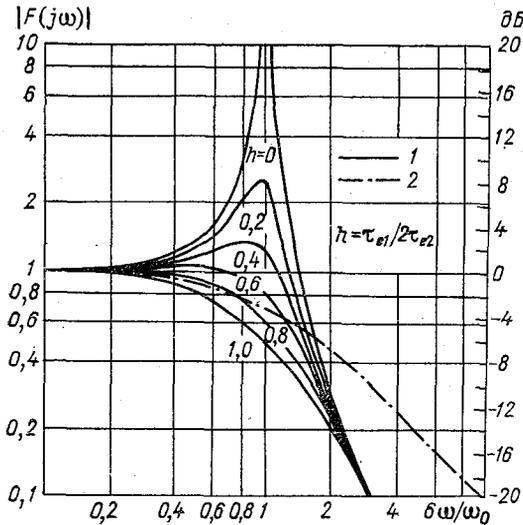


Рис. 1.2. Амплитудно-частотные характеристики ИП со свойствами динамических звеньев первого и второго порядков.

В соответствии с этим при  $\omega = \omega_0 = (\tau_e)_2^{-1}$  и  $(\tau_e)_1 < (\tau_e)_2$  величина  $|F(j\omega)| > 1$ , т. е. возникают условия резонанса (рис. 1.2, кривые 1). Для ИП с  $(\tau_e)_2/(\tau_e)_1 \rightarrow 0$  зависимость  $|F(j\omega)|$  стремится к кривой 2, характерной для динамического звена первого порядка.

Динамической погрешностью во всех рассмотренных случаях, естественно, является разность  $Y(\tau) - X(\tau)$  в каждый момент времени.

При измерениях в реальных условиях изменчивости  $X(\tau)$  влияние динамической погрешности в океанологической практике обычно учитывается при обработке результатов с целью получения обобщающих характеристик исследуемого процесса, например функции спектральной плотности процесса [93].

Из рассмотренных параметров и свойств выделяют ряд основных характеристик, которые подлежат нормированию для данного вида СИ при его передаче в эксплуатацию. Нормированию подлежат метрологические характеристики (МХ) в соответствии со стандартной номенклатурой, устанавливаемой ГОСТом 8.009—84 [34], в частности:

— характеристики, предназначенные для определения результатов измерений (без введения поправки), например функция преобразования ИП, представляемая в виде формулы, таблицы или графика;

— характеристики погрешностей СИ, в частности систематическая и случайная составляющие, а также общая (суммарная) погрешность в статическом режиме, выражаемые в виде пределов допускаемых значений; если эти МХ мало изменяются при воздействии влияющих величин, то их рассматривают как характеристики основной погрешности;

— характеристики чувствительности СИ к влияющим величинам, устанавливаемые в виде функций влияния либо в виде допускаемых изменений других МХ при изменениях влияющих величин в заданных пределах; таким образом, эти МХ являются характеристиками дополнительных погрешностей;

— динамические характеристики (ДХ), где для линейных аналоговых видов СИ различают полную ДХ, представляемую, например, в виде амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), и частную ДХ, представляемую, например, в виде значения постоянной времени (у систем первого порядка), либо значения резонансной частоты (у систем второго порядка);

— характеристики СИ, отражающие их способность влиять на инструментальную составляющую погрешности измерений при эксплуатации СИ в реальных условиях; это влияние может проявляться при подключении к входу или выходу СИ таких компонентов, как объект измерений, другое средство измерений и т. д.; примером подобной характеристики для ОИП является нелинейность функции преобразования, влияющая на погрешности измерений при исследованиях пульсаций (п. 1.2).

Определение метрологических характеристик СИ производится путем метрологической аттестации, выполняемой государственными либо внутриведомственными органами метрологической службы в зависимости от целей, поставленных перед данным видом СИ. В частности, при разработке СИ для проведения экспериментальных научно-исследовательских работ аттестация выполняется, как правило, внутриведомственно [33].

Одной из важнейших задач аттестации является определение погрешностей СИ. В статическом режиме такое определение производится путем одновременных измерений одной и той же величины аттестуемым СИ и образцовым. Результат измерений по образцовому СИ принимается за действительное значение величины.

Обработка результатов при аттестации производится в соответствии с ГОСТ 8.207—76 [41]. Более подробно эти методы обработки рассматриваются в работе [82]. При обработке выделяются: доверительные границы случайной погрешности, доверительные границы неисключенной систематической погрешности, законы распределения погрешностей, границы общей (суммарной) статической погрешности.

Целесообразно несколько подробнее остановиться на законах распределения погрешностей. Случайные погрешности в большинстве реальных случаев характеризуются нормальным распределением. При нормальном распределении доверительные границы случайной погрешности устанавливаются в виде

$$\pm \varepsilon = \pm tS(\bar{A}), \quad (1.14)$$

где  $S(\bar{A})$  — оценка среднего квадратического отклонения результата измерения  $\bar{A}$  в поверяемой точке;  $t$  — коэффициент Стьюдента, зависящий от задаваемой доверительной вероятности и числа  $n$  используемых наблюдений.

Если распределение случайных погрешностей не подчиняется нормальному закону, то определение доверительных границ производится по специальным методикам [35, 82], причем для измерительной техники устанавливается семь стандартных видов аппроксимации закона распределения: нормальный, равномерный, трапециевидный, Релея, треугольный (Симпсона), антимодальный I и антимодальный II [39].

Выявленные при проверке систематические погрешности в общем случае являются также случайными величинами. Оценку математического ожидания конкретной систематической погрешности принято рассматривать как поправку [82], которая используется для коррекции результатов измерений данным СИ. Поскольку систематическая погрешность вызывается влияющими физическими величинами, то в результат измерений данным СИ может вводиться несколько поправок. Однако после подобной операции всегда остаются неисключенные остатки систематической погрешности. Доверительные границы неисключенных остатков оцениваются в предположении, что их распределение является равномерным [41].

Доверительные границы суммарной статической погрешности при заданной вероятности находят путем построения композиции распределений случайной и неисключенных систематических погрешностей. В случае композиции нормального и равномерного распределений границы погрешности могут быть вычислены по формуле [41]

$$\Delta = (\varepsilon + \theta) \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{\theta_i^2}{3} + S^2(\bar{A})} / \left( S(\bar{A}) + \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{\theta_i^2}{3}} \right),$$

где  $\theta_i$  — граница  $i$ -й неисключенной систематической погрешно-

сти;  $\theta = k \sqrt{\sum_{i=1}^m \theta_i}$  — граница  $m$ -го числа присутствующих неисключенных систематических погрешностей;  $k$  — коэффициент, зависящий в общем случае от заданной доверительной вероятности, значения  $m$  и соотношения значений  $\theta_i$ ; при  $P=0,95$  значение  $k$  мало меняется и может быть принято равным 1,1.

Определение динамических характеристик СИ при аттестации производится путем формирования скачкообразного изменения измеряемой величины либо ее синусоидальных изменений. В первом варианте могут быть определены такие параметры ДХ, как постоянная времени  $\tau_e$ , переходная характеристика

$$h(\tau') = K_f [1 - \exp(-\tau'/\tau_e)],$$

и импульсная переходная характеристика

$$g(\tau') = dh(\tau')/d\tau' = [K_f \exp(-\tau'/\tau_e)]/\tau_e,$$

получаемые на основе решения уравнения (1.1) при  $\tau' = \tau - \tau_0$ ,  $Y(\tau') = Y(\tau) - Y_0$  и коэффициенте преобразования  $K_f \neq 1$ .

Во втором варианте синусоидальные изменения измеряемой величины со стандартной амплитудой задаются на различных частотах  $\omega$ , при этом определяются амплитудно-частотная и фазово-частотная характеристики СИ.

Следует отметить, что для океанологических СИ, которые разрабатываются для исследовательских целей, в ряде случаев отсутствуют методы и технические средства их метрологической аттестации. В таких случаях организация, где выполняется разработка этих СИ, должна предусмотреть также и разработку специальных методов и средств их аттестации [33].

## 1.2. Метрологические особенности

Океанологические измерительные преобразователи характеризуются рядом особенностей, специфика которых состоит в том, что измерения производятся в естественной среде, сильно изменяющейся как в пространстве, так и во времени. Эта изменчивость характеризуется различными масштабами и в целом может рассматриваться как случайный процесс (при измерениях в одной точке в течение длительных промежутков времени) либо как случайная функция (при измерениях вдоль выбранного направления в пространстве) в предположении так называемой замороженности процесса. И в том и в другом случае эти измерения являются динамическими. При этом в области мелкомасштабной изменчивости энергия флуктуаций наиболее распространенных измеряемых величин, как правило, уменьшается по степенному закону [133]. Применительно к задачам измерений в этой области такой факт приводит к необходимости снижения погрешности пре-

образователей и к все более тщательному учету различных технических и методических факторов, влияющих на качество информации.

Как известно (например, [98]), природные процессы характеризуются неограниченными функциями спектральной плотности и тем самым в измерительных задачах отсутствует какой-либо конкретный предел повышения точности. Длительное время тезис «чем точнее, тем лучше» вообще считался общепринятым [99]. Однако стремление «беспредельного» повышения точности наталкивается на ряд ограничений как методического, так и технического характера. Методические ограничения в значительной мере обусловлены необходимостью дискретизации наблюдений в пространстве и во времени, что в свою очередь вызывает характерные эффекты типа «иллюзии дискретизации» [102], приводит к снижению репрезентативности измерений, а в конечном счете к снижению качества получаемой информации. Сущность эффекта иллюзии дискретизации состоит в том, что при дискретных измерениях характеристик процесса с неограниченным спектром энергии гармоник, превышающих частоту  $f_k = 1/(2\Delta\tau)$ , где  $\Delta\tau$  — интервал дискретности, переносятся в низкочастотный интервал спектра, искажая полученную информацию. Эти искажения могут быть представлены в виде [102]

$$\Delta S_k(f) = S_k(f) - S(f),$$

где  $S_k(f)$  — спектральная плотность процесса, полученная по результатам дискретных измерений;  $S(f)$  — истинная спектральная плотность.

Величина  $\Delta S_k(f)$  выражается суммой бесконечного числа членов вида  $S(2kf_k \pm f)$ , где  $k = 1, 2, 3, \dots$ :

$$\Delta S_k(f) = S(2f_k - f) + S(2f_k + f) + S(4f_k - f) + S(4f_k + f) + \dots$$

(1.15)

Поскольку при дискретных измерениях информация о спектре в интервале  $f > f_k$  отсутствует, то величина  $\Delta S_k(f)$  остается неизвестной. Ее оценки могут быть сделаны лишь на основании некоторых априорных представлений, например теоретических представлений о законе убывания спектральной плотности с увеличением частоты.

В работе [102] для снижения ошибки  $\Delta S_k(f)$  предлагается использовать технический прием, состоящий в выборе оптимального соответствия между интервалом дискретности  $\Delta\tau$  и значением постоянной времени преобразователя  $\tau_e$ :

$$1 < \Delta\tau/\tau_e \leq 3,5.$$

(1.16)

Физической основой приема является то, что инерционные свойства преобразователя приводят к занижению получаемой

спектральной плотности по сравнению с истинной, т. е. воздействуют противоположно эффекту иллюзии дискретизации. Результирующая спектральная плотность получается следующей:

$$S_k(f) = |F(f)|^2 S(f) + |F(2f_k - f)|^2 S(2f_k - f) + |F(2f_k + f)|^2 S(2f_k + f) + \dots = \frac{S(f)}{1 + 4\pi^2 f^2 \tau_e^2} + \frac{S(2f_k - f)}{1 + 4\pi^2 (2f_k - f)^2 \tau_e^2} + \frac{S(2f_k + f)}{1 + 4\pi^2 (2f_k + f)^2 \tau_e^2} + \dots; \quad (1.17)$$

где  $|F(f)|$ ,  $|F(2f_k - f)|$ ,  $|F(2f_k + f)|$  и т. д. — значения модулей передаточной функции на соответствующих частотах.

Таким образом, инерционные свойства преобразователя уменьшают значение ошибки  $\Delta S_k(f)$ , подавляя высокочастотные колебания ( $> f_k$ ), и одновременно воздействуют на  $S(f)$  в исследуемой области спектра. В результате получается, что нельзя устанавливать  $\tau_e$  таким, чтобы колебания с  $f > f_k$  полностью отфильтровывались, поскольку при этом появятся искажения, обусловленные инерционностью. Необходим некоторый разумный компромисс между этими двумя видами искажений, который собственно и выражается соотношением (1.16).

Методические ограничения по достижимой точности измерений заключаются, естественно, не только в эффекте иллюзии дискретизации, который рассмотрен здесь, скорее, как пример подобных ограничений. Важное значение в реальных ситуациях имеют соотношения пространственных и временных масштабов осреднения исследуемого процесса [52], а также применяемые способы дискретизации: с постоянным интервалом  $\Delta\tau$ , квазиэффективный [93], адаптивный с переменным интервалом  $\Delta\tau_{var}$ , устанавливаемым по прогностическим алгоритмам [115], и др. Достаточно подробно методические вопросы океанологических измерений рассмотрены в ряде фундаментальных работ [93, 98, 99].

В значительно меньшей степени исследованы вопросы технических ограничений по точности [93, 112, 120]. Физическая сущность этих ограничений состоит в следующем. В самом первом звене любого измерительного устройства — первичном измерительном преобразователе — осуществляется в том или ином виде обмен энергией со средой: обмен тепловой энергией в преобразователях температуры, обмен энергией электромагнитного поля в преобразователях электропроводности, обмен механической энергией в преобразователях давления и т. д. В результате такого обмена возникает некоторое энергетическое равновесие между преобразователем и средой, но даже при неизменной измеряемой величине (в статическом режиме) это равновесие является динамическим. Флуктуационные процессы при таком динамическом равновесии обладают широким спектром и собственно являются тем исходным шумом, который будет обуславливать технически достижимый порог чувствительности преобразования.

В работе [93] рассмотрены предельные возможности измерений температуры морской воды в предположении, что измерительный преобразователь является идеальным. Минимальная разрешающая способность  $\Delta T_{\text{мин}}$  в таком случае обуславливается возможностью установления локального термодинамического равновесия между преобразователем и окружающей средой в течение некоторого времени  $\tau_d$ , эквивалентного значению постоянной времени преобразователя:

$$(\Delta T)_{\text{мин}} = T_0 / \sqrt{B_{\text{эф}} \tau_d}, \quad (1.18)$$

где  $T_0$  — измеряемое значение температуры;  $B_{\text{эф}}$  — эффективная ширина полосы частот при лучистом теплообмене между преобразователем и средой.

Значение  $B_{\text{эф}}$  определяется как отношение полной энергии спектра излучения к значению излучаемой мощности на частоте спектрального максимума

$$B_{\text{эф}} = \left[ \int_0^{\infty} E_{T_0}(\nu) d\nu \right] / E_{T_0}(\nu_{\text{макс}}) \approx 4,5 k T_0 / h, \quad (1.19)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К — постоянная Больцмана;  $h = 6,62 \times 10^{-34}$  Дж·с — постоянная Планка.

Для средней температуры  $T_0 = 290$  К приближенное значение  $B_{\text{эф}}$  составляет  $3 \cdot 10^{13}$  Гц, и в соответствии с выражением (1.18)

$$(\Delta T)_{\text{мин}} = C_{\text{мин}} (\tau_d)^{-0,5},$$

где величина  $C_{\text{мин}} \approx 0,5 \cdot 10^{-4}$  К·с<sup>0,5</sup>.

Минимальное значение спектральной плотности пульсаций температуры оценивается следующим образом:

$$S_{\text{мин}}(f) = T_0^2 / B_{\text{эф}} = C_{\text{мин}}^2$$

и примерно равно  $2,5 \cdot 10^{-9}$  К<sup>2</sup>·с.

Полученные оценки являются весьма оптимистичными, однако не следует забывать, что они относятся к идеальному преобразователю. Реальный преобразователь, например терморезистор, при температуре  $T_0$  характеризуется собственным термодинамическим шумом, не говоря уже о том, что измерения связаны с пропуском тока, а значит, с выделением в преобразователе тепловой мощности, которая существенно сказывается на теплообмене со средой.

Влияние термодинамического шума преобразователя оценивалось в работе [112] с позиций информационной теории измерительных устройств [86]. В информационной теории вводится понятие энергетического порога чувствительности прибора  $S$  и показывается, что оно принципиально не может быть ниже  $C_{\text{шр}} = W_{\text{ш}}$ , где  $W_{\text{ш}}$  — шумовая энергия, зависящая в общем случае от абсолютной температуры и равная  $3,5 \cdot 10^{-20}$  Дж при  $T_0 = 293$  К.

47 к 857

На современном уровне приборостроения реальный предел  $C = 10^{-12} \div 10^{-16}$  Дж [86].

Между энергетическим порогом чувствительности и техническими параметрами устройства установлено соотношение

$$C = \gamma^2 P_0 \tau_b, \quad (1.20)$$

где  $\gamma$  — погрешность, отн. ед.;  $P_0$  — мощность, потребляемая от объекта измерения, Вт;  $\tau_b$  — время установления результата измерений, с.

Для преобразователя температуры мощность  $P_0$  можно оценить на основании минимальной мощности рассеяния. Применительно к терморезисторам это такая мощность, при которой его сопротивление уменьшается не более чем на 1% в результате нагрева током в спокойной среде при температуре  $(20 \pm 2)^\circ\text{C}$  [14]. Учитывая, что температурный коэффициент терморезистора при  $20^\circ\text{C}$  составляет  $\alpha \text{ K}^{-1}$ , а требуемая абсолютная погрешность измерений равна  $\gamma \Delta t$ , то действительная мощность (в ваттах), которую можно рассеивать на терморезисторе, не искажая тепловое состояние среды, равна

$$P_1 = P_{\text{мин}} \alpha \gamma \Delta t \cdot 10^2, \quad (1.21)$$

где  $\Delta t$  — диапазон измерений;  $P_{\text{мин}}$  — паспортное значение минимальной мощности, Вт/%.

Потребляемую от среды мощность  $P_0$  определим как изменение  $P_1$  в результате изменений сопротивления терморезистора в диапазоне  $\Delta t$ .

Поскольку  $P_1 = I^2 R_t$ , где  $I$  — ток через терморезистор, а  $R_t$  — его сопротивление, то

$$|\Delta P_1 / P_1| = |\Delta R_t / R_t| = \alpha \Delta t$$

и соответственно

$$P_0 = \Delta P_1 = \alpha^2 P_{\text{мин}} \gamma \Delta t^2 \cdot 10^2.$$

Время установления результата измерений  $\tau_b$  связано со значением постоянной времени терморезистора  $\tau_e$ . Эта связь установлена в работе [14] и в несколько преобразованном виде может быть записана следующим образом:

$$\tau_b = \tau_e \lg \gamma / \lg 0,37.$$

В результате взаимосвязь (1.20) преобразуется к виду

$$C = \xi \gamma^3 \lg \gamma \alpha^2 P_{\text{мин}} \tau_e, \quad \text{где } \xi = -0,23 \cdot 10^3 \Delta t^2. \quad (1.22)$$

Характерной особенностью выражения (1.22) является то, что предельные информационные возможности преобразователя связаны только с его собственными техническими характеристиками и не зависят от свойств среды, в которой производится измерения. Действительно, нетрудно показать, что, хотя  $P_{\text{мин}}$  и  $\tau_e$  зависят от среды, их произведение является для данного терморезистора постоянным. Как известно (см. п. 2.1),  $P_{\text{мин}} = b(t_T - t_w)$ ,

а  $\tau_e \approx H_T/b$ , где  $b$  — коэффициент рассеяния;  $t_T$  — температура терморезистора;  $t_w$  — температура среды;  $H_T$  — теплоемкость терморезистора. Произведение  $P_{\min} \tau_e \approx H_T (t_T - t_w) = \text{const}$ .

Оценки значения  $\gamma$  для ряда серийных полупроводниковых терморезисторов получены в работе [112] и изменяются от  $\pm 10^{-4}$  для ММТ-6 ( $\tau_e = 35$  с и  $P_{\min} = 0,3 \cdot 10^{-3}$  Вт/% в спокойном воздухе) до  $\pm 2,1 \cdot 10^{-3}$  для МТП-57 ( $\tau_e = 0,05$  с и  $P_{\min} = 1,4 \cdot 10^{-5}$  Вт/%), что для диапазона  $\Delta t = 30$  К приводит к значениям абсолютных погрешностей  $\pm 0,003$  К и  $\pm 0,063$  К соответственно.

С уменьшением  $\tau_e$ , т. е. при стремлении получить информацию о высокочастотной области спектра, возможный предел погрешности существенно возрастает. С учетом того, что при этом уменьшаются амплитуды пульсаций, в реальных случаях всегда будет существовать некоторая предельная частота спектра, выше которой получение информации с помощью данного типа преобразователей становится практически невозможным. Такое положение никак не могут изменить применяющиеся иногда приемы повышения разрешающей способности по выходному сигналу преобразователя (сопротивлению, напряжению и т. д.) — фактически все они сводятся к масштабному преобразованию (в простейшем случае — к усилению сигнала), но при этом в соответствующее число раз возрастает значение погрешности. Представляются по-настоящему реальными, по-видимому, лишь два пути. Первый состоит в использовании дифференциальных измерительных схем, когда опорный и информационный сигналы формируются одинаковыми преобразователями, но с различными значениями постоянных времени. При этом для них в общем случае будут существенно различными значения  $\gamma$  ( $\gamma_{\text{оп}} \ll \gamma_{\text{инф}}$ ), но благодаря сужению диапазона для информационного преобразователя до  $\delta t$  — ожидаемой амплитуды пульсаций — оказываются близкими значения абсолютных погрешностей  $\gamma_{\text{оп}} \Delta t \approx \gamma_{\text{инф}} \delta t$  ( $\delta t \ll \Delta t$ ). Применительно к измерениям температуры подобный способ подробно рассматривается в п. 2.5. Второй путь состоит в изучении факторов, влияющих на энергетический порог чувствительности для данного преобразователя, и в последующей разработке принципов измерений с уменьшенным значением порога. В частности, применительно к измерениям температуры такой путь реализован в электрохимическом преобразователе пульсаций (п. 2.5), где чувствительная зона полностью «вынесена» в исследуемую среду.

✓ **Влияние нелинейности функции преобразования на свойства получаемой информации.** При измерениях в такой естественно флуктуирующей среде, как морская вода, очень важное значение приобретает нелинейность взаимосвязи между выходным параметром преобразователя и измеряемой величиной, т. е. нелинейность функции преобразования. Нелинейность оказывает весьма специфическое воздействие на метрологические характеристики преобразователя, которое целесообразно рассмотреть на характерных примерах. В частности, рассмотрим преобразователи температуры на основе полупроводниковых терморезисторов (ППТР).

Как известно, функция преобразования для ППТР описывается выражением (см. п. 2.1)

$$R_t = R_0 \exp(B/T), \quad (1.23)$$

где  $R_t$  — сопротивление ППТР при температуре  $T$ ;  $R_0$  и  $B$  — постоянные для данного ППТР;  $T$  — измеряемая абсолютная температура.

Разложим выражение (1.23) в ряд Тейлора, ограничившись квадратичным членом и считая исходной точкой значение  $T_0 = 273$  К:

$$R_t \approx R_t(0) \cdot [1 - Bt/T_0^2 + B(B + 2T_0)t^2/(2T_0^4)], \quad (1.24)$$

где  $R_t(0)$  — значение  $R_t$  при  $T = T_0$ ;  $t = T - T_0$  — температура по шкале Цельсия.

Будем считать, что преобразователь с характеристикой вида (1.24) используется для измерений температуры, меняющейся во времени по синусоидальному закону относительно некоторого среднего значения  $t_1$ :

$$t = t_1 + t_m \sin \omega \tau, \quad (1.25)$$

где  $t_m$  — амплитуда изменений температуры;  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота;  $\tau$  — время.

Подставим условие (1.25) в выражение (1.24), а затем воспользуемся тригонометрическим тождеством

$$\sin^2 \omega \tau = 0,5(1 - \cos 2\omega \tau).$$

В результате получим

$$R_t \approx \left[ R_t(t_1) + \frac{B(B + 2T_0)}{4T_0^4} R_t(0) t_m^2 \right] - R_t(0) \left[ \frac{B}{T_0^2} - \frac{t_1 B(B + 2T_0)}{T_0^4} \right] t_m \sin \omega \tau - \frac{R_t(0) [B(B + 2T_0)]}{4T_0^4} t_m^2 \cos 2\omega \tau, \quad (1.26)$$

где

$$R_t(t_1) = R_t(0) [1 - Bt_1/T_0^2 + B(B + 2T_0)t_1^2/(2T_0^4)]. \quad (1.27)$$

Выражение (1.27), очевидно, характеризует выходной сигнал преобразователя при отсутствии синусоидальных изменений температуры ( $t_m = 0$ ). Значение этого сигнала может быть принято за действительное значение. При  $t_m \neq 0$  возникает систематическая составляющая статической погрешности

$$\Delta_c = \frac{B(B + 2T_0)}{4T_0^4} R_t(0) \cdot t_m^2, \quad (1.28)$$

пропорциональная квадрату амплитуды переменной составляющей входного сигнала и обусловленная нелинейностью характеристики преобразования. Одновременно, как следует из выражения (1.26), искажается сигнал, соответствующий переменной составляющей измеряемой температуры, т. е. появляется динами-

ческая погрешность, вызванная нелинейностью. Дополнительно возникает также ложная составляющая второй гармоники ( $\cos 2\omega t$ ).

Оценки  $\Delta_c$ , выполненные для различных значений  $B$  при  $T_0 = 273$  К (рис. 1.3), показывают, что пренебрежение рассмотренным эффектом может привести к существенным искажениям получаемой информации.

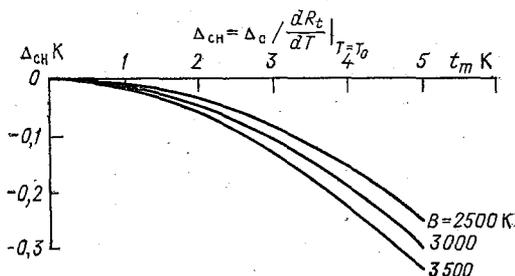


Рис. 1.3. Систематическая составляющая погрешности, вызываемая нелинейностью ППТР.

Оценим систематическую составляющую динамической погрешности. В данном случае, в отличие от типичной динамической погрешности, являющейся функцией частоты (периода) измеряемой переменной величины, появляющаяся составляющая  $\Delta_{дн}$ , вы-

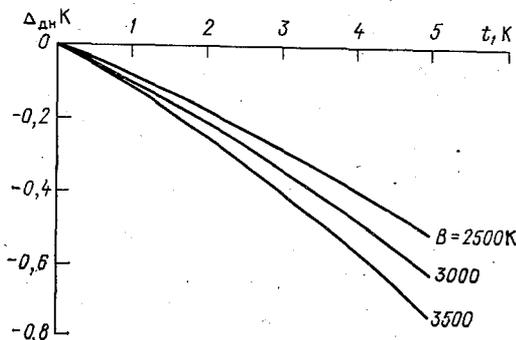


Рис. 1.4. Динамическая погрешность, вызываемая нелинейностью ППТР.

званная нелинейностью, преимущественно зависит от среднего значения величины.

Учитывая, что чувствительность при  $t=t_1$  определяется выражением

$$\frac{dR_t}{dt} \Big|_{t=t_1} = R_t(0) [B(B + 2T_0)t_1/T_0^4 - B/T_0^2], \quad (1.29)$$

из выражения (1.26) найдем

$$\Delta_{дн} = 2(B + 2T_0)t_1 / [(B + 2T_0)t_1 - T_0^2]. \quad (1.30)$$

Как следует из оценок  $\Delta_{дн}$  (рис. 1.4), выполненных для таких же, как и ранее условий ( $T_0 = 273$  К,  $B = \text{var}$ ), влияние

нелинейности функции преобразования на динамическую погрешность значительно больше, чем на статическую.

Амплитудное значение ложной второй гармоники с учетом чувствительности вида (1.29) может быть выражено следующим образом:

$$t_{2m} = (B + 2T_0) t_m^2 / [(B + 2T_0) t_1 - T_0^2]. \quad (1.31)$$

Появление систематических составляющих погрешности, обусловленных нелинейностью функции преобразования, может наблюдаться не только на выходе первичных ИП, но и в процессе

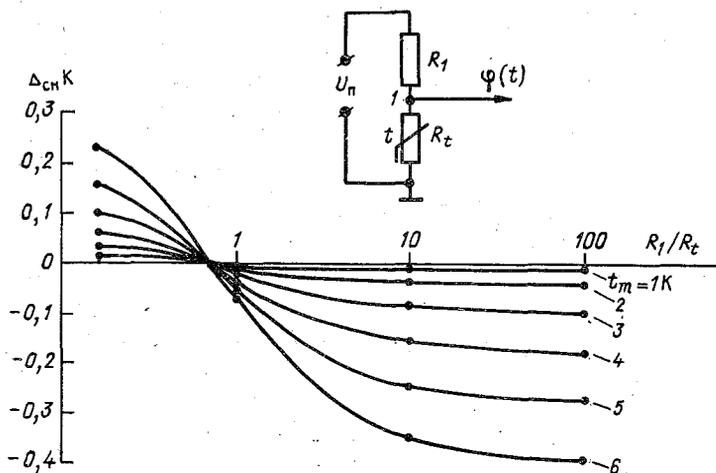


Рис. 1.5. Систематическая составляющая погрешности в схеме полумоста с ППТР.

последующих преобразований. В частности, рассмотрим довольно характерный вариант устройства для измерений турбулентных пульсаций температуры, состоящий из первичного ИП типа ППТР, включенного в мостовую схему постоянного тока, выходной сигнал которой в виде напряжения поступает на скоростной аналоговый регистратор. При этом линейризация полной функции преобразования, т. е.  $U_B(t)$  — зависимости выходного напряжения моста от температуры, зачастую не производится. Аналогично остается нелинейной функция преобразования первичного ИП. Как и в любых мостовых схемах с потенциальным выходом ( $R_B \rightarrow \infty$ ), информационная часть выходного сигнала здесь создается половиной моста, содержащей первичный ИП (рис. 1.5). В связи с этим, чтобы не затруднять анализ, рассмотрим только эту часть схемы.

Выходной сигнал в виде потенциала  $\varphi(t)$  представим в виде

$$\varphi(t) = U_{\pi} R_t / (R_1 + R_t), \quad (1.32)$$

где  $U_{\pi}$  — напряжение питания.

Разложим, как и ранее, полную функцию преобразования в ряд Тейлора, считая исходной точкой диапазона  $T_0 = 273 \text{ K}$  ( $t_0 = 0^\circ \text{C}$ ).

Будем также считать, что  $R_t|_{t=t_0} = R_{t1}$ .

Поскольку

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = -\frac{U_n B R_1 R_t}{T^2 (R_1 + R_t)^2},$$

$$\frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} = \frac{U_n B R_1 R_t}{T^4 (R_1 + R_t)^3} [(R_1 + R_t)(B + 2T) - 2BR_t],$$

то разложение в ряд выражения (1.32) при поставленных условиях будет иметь вид

$$\varphi(t) = U_n R_{t1} / (R_1 + R_{t1}) - \alpha t + \beta t^2 + \dots, \quad (1.33)$$

где

$$\alpha = U_n B R_1 R_{t1} / [T_0^2 (R_1 + R_{t1})^2];$$

$$\beta = \frac{U_n B R_1 R_{t1} [(R_1 + R_{t1})(B + 2T_0) - 2BR_{t1}]}{2T_0^4 (R_1 + R_{t1})^3}.$$

Если в статических условиях, т. е. при  $t = t_1$ , функция  $\varphi(t) = \varphi_1$ , то при  $t = t_1 + t_m \sin \omega t$

$$\varphi(t) \approx [\varphi_1 + 0,5\beta t_m^2] - (\alpha - 2\beta t_1) t_m \sin \omega t - 0,5\beta t_m^2 \cos 2\omega t. \quad (1.34)$$

Поскольку чувствительность рассматриваемого полумоста на начальном участке диапазона

$$\left. \frac{d\varphi(t)}{dt} \right|_{t_1 \approx t_0} = -\alpha + 2\beta t_1 \approx -\alpha, \quad (1.35)$$

то систематическая погрешность составит (при  $t_1 \approx t_0$ )

$$\Delta_{\text{сн}} = -\frac{\beta t_m^2}{2\alpha} = -\frac{[(R_1 + R_{t1})(B + 2T_0) - 2BR_{t1}] t_m^2}{4T_0^2 (R_1 + R_{t1})}. \quad (1.36)$$

В соответствии с полученным выражением  $\Delta_{\text{сн}}$  зависит не только от  $t_m^2$ , но и от соотношения  $R_{t1}/R_1$ , а при

$$R_t/R_{t1} = (B - 2T_0)/(B + 2T_0) \quad (1.37)$$

вообще равна нулю. Это вполне естественно, поскольку при условии (1.37) функция  $\varphi(t)$  в окрестностях точки  $t_1 \approx t_0$  с достаточно хорошим приближением является линейной ( $\beta = 0$ ).

Оценки  $\Delta_{\text{сн}}$ , выполненные для различных значений  $t_m$  и  $R_{t1}/R_1$  при  $B \approx 3000 \text{ K}$ , показаны на рис. 1.5. Зависимости  $\Delta_{\text{сн}}$  от  $R_{t1}/R_1$  для всех  $t_m$  имеют вид кривых с точкой перегиба при значении  $R_{t1}/R_1$ , соответствующем условию (1.37).

Систематическая составляющая динамической погрешности  $\Delta_{\text{дн}}$  и амплитудное значение ложной второй гармоники  $t_{2m}$  несложно получить из выражения (1.34):

$$\Delta_{\text{дн}} \Big|_{t_1 \approx t_0} = (2\beta t_1 - \alpha) t_m + \alpha t_m / (\alpha t_m) \approx 0,$$

$$t_{2m} \Big|_{t_1 \approx t_0} \approx \beta t_m^2 / (2\alpha) = -\Delta_{\text{сн}}.$$

С учетом чувствительности при  $t_1 \neq t_0$

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} \Big|_{t=t_1} = -\alpha + 2\beta t_1$$

характер искажений существенно усложняется, причем здесь  $\Delta_{\text{дн}} \neq 0$ .

При иных видах функций преобразования, отличных от экспоненциального типа (1.23), выявленный эффект влияния нелинейности на свойства результирующей информации в большинстве случаев также оказывается весьма существенным. В частности, в последнее время в технике измерений давления и сил в задачах гидродинамики возрос интерес к полупроводниковым тензорезисторам (тензометрам), обладающим чувствительностью, примерно на два порядка превышающей чувствительность проволочных тензометров [127]. Функция преобразования для полупроводниковых тензометров может быть представлена в виде выражения

$$R_\varepsilon = R_0 (1 + k_1 \varepsilon + k_2 \varepsilon^2), \quad (1.38)$$

где  $\varepsilon$  — относительная деформация;  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты;  $R_\varepsilon$  — сопротивление тензометра.

Для тензометров типов КТЭ и КТД, наклеенных на стальную деталь, например мембрану, клеем ВЛ-931, получены [23] следующие значения коэффициентов:

$$k_1 = 134,4, \quad k_2 = +6570 \text{ (для КТД),}$$

$$k_1 = -115,9, \quad k_2 = +10810 \text{ (для КТЭ).}$$

В дальнейшем при расчетах будем пользоваться именно этими значениями коэффициентов, учитывая их изменчивость в зависимости как от погрешностей технологии производства, так и от температуры.

Рассмотрим в качестве измерительного преобразователя (ИП) отдельный тензорезистор. Представим, что на него воздействует сигнал деформации в виде

$$\varepsilon(\tau) = \varepsilon_1 + \varepsilon_m \sin \omega \tau,$$

где  $\tau$  — время;  $\omega$  — круговая частота.

Воспользовавшись рассмотренной выше методикой, получим

$$R(\varepsilon) = R_0 [1 + k_1 \varepsilon_1 + k_2 \varepsilon_1^2 + 0,5 k_2 \varepsilon_m^2] + (k_1 + 2k_2 \varepsilon_1) \varepsilon_m \sin \omega \tau - 0,5 k_2 \varepsilon_m^2 \cos 2\omega \tau. \quad (1.39)$$

С учетом чувствительности ИП

$$dR(\varepsilon)/d\varepsilon = R_0(k_1 + 2k_2\varepsilon) \quad (1.40)$$

выражения для оценок систематических составляющих статиче-

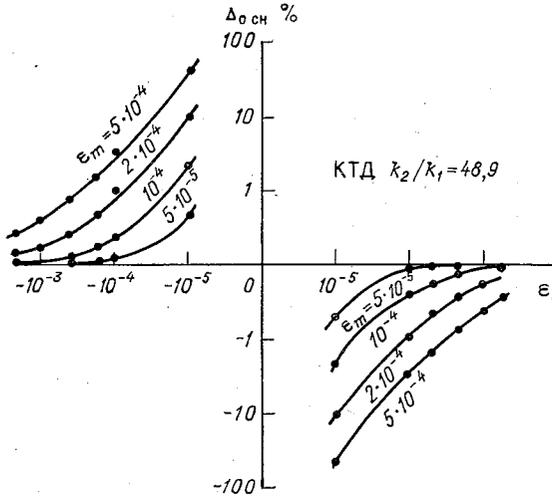


Рис. 1.6. Систематическая составляющая погрешности полупроводниковых тензометров, вызванная нелинейностью.

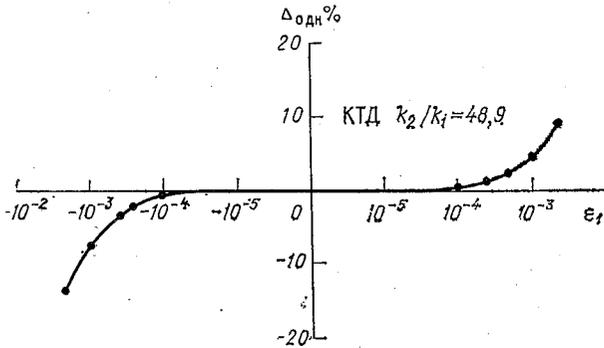


Рис. 1.7. Составляющая динамической погрешности полупроводникового тензометра, вызванная нелинейностью.

ской  $\Delta_{0\text{сн}}$  и динамической  $\Delta_{0\text{дн}}$  погрешностей, выраженных в относительной форме, окажутся следующими:

$$\Delta_{0\text{сн}} = k_2 \varepsilon_m^2 / [2(k_1 + 2k_2 \varepsilon_1) \varepsilon_1], \quad (1.41)$$

$$\Delta_{0\text{дн}} = 2k_2 \varepsilon_1 / (k_1 + 2k_2 \varepsilon_1). \quad (1.42)$$

Оценки  $\Delta_{0\text{сн}}$  и  $\Delta_{0\text{дн}}$  для различных условий приведены на рис. 1.6 и 1.7.

Естественно, в результатах расчетов, выполненных по выражениям (1.41) и (1.42), использована изменчивость влияющих факторов, которая на практике обычно меньше, например, вследствие исходных рекомендаций по применению тензорезисторов либо благодаря опыту и интуиции конструктора. Тем не менее такое расширение полезно, поскольку позволяет продемонстрировать характер изменчивости погрешностей и наглядно показать опасность пренебрежения нелинейностью.

Если измеряемая величина меняется во времени более сложным образом, чем по выражению (1.25), то, очевидно, и в этом случае будет проявляться рассмотренный эффект. Действительно, поскольку любой сложный колебательный процесс может быть представлен в виде суммы элементарных гармоник, то каждая из них будет приводить к искажениям постоянной составляющей и появлению дополнительных гармоник. Однако, в отличие от рассмотренного выше упрощенного варианта, в данном случае дополнительные гармоники будут не только кратными исходным, но и являющимися различным их сочетанием. Для примера рассмотрим входную величину вида

$$X = X_1 + X_{1m} \sin \omega_1 \tau + X_{2m} \sin (\omega_2 \tau + \varphi) \quad (1.43)$$

(где  $\varphi$  — фазовый сдвиг) и ее влияние на ИП с функцией преобразования

$$f(X) = f_0 + \alpha_1 X + \alpha_2 X^2.$$

Получаем

$$\begin{aligned} f(X) = & (f_1 + 0,5\alpha_2 X_{1m}^2 + 0,5\alpha_2 X_{2m}^2) + (\alpha_1 X_{1m} + 2\alpha_2 X_1 X_{1m}) \sin \omega_1 \tau + \\ & + (\alpha_1 X_{2m} + 2\alpha_2 X_1 X_{2m}) \sin (\omega_2 \tau + \varphi) - 0,5\alpha_2 X_{1m}^2 \cos 2\omega_1 \tau - 0,5\alpha_2 X_{2m}^2 \times \\ & \times \cos 2(\omega_2 \tau + \varphi) + \alpha_2 X_{1m} X_{2m} \cos [(\omega_2 - \omega_1) \tau + \varphi] - \\ & - \alpha_2 X_{1m} X_{2m} \cos [(\omega_1 + \omega_2) \tau + \varphi]. \end{aligned} \quad (1.44)$$

Таким образом, в выходном сигнале  $f(X)$ , кроме искажений, аналогичных рассмотренным ранее для входной величины вида (1.25), появились ложные составляющие разностной  $(\omega_2 - \omega_1)$  и суммарной  $(\omega_1 + \omega_2)$  частот с амплитудами  $(\alpha_2 X_{1m} X_{2m})$ .

В спектральном смысле рассмотренный эффект, очевидно, эквивалентен перераспределению энергии между различными частотными участками, а значит, довольно сложным по характеру искажениям результирующей функции спектральной плотности.

Естественно, влияние нелинейности функции преобразования проявляется в результирующей информации только в тех случаях, когда коррекция нелинейности производится на конечной стадии, например путем пересчета спектра  $R_t(\omega)$  в спектр  $t_w(\omega)$ , либо вообще не производится. В варианте текущей, например, аналоговой коррекции нелинейности, очевидно, производится одновременная коррекция рассмотренных искажений.

## Глава 2

### Преобразователи температуры морской воды

#### 2.1. Проволочные и полупроводниковые терморезисторы

Проволочные и полупроводниковые терморезисторы (термометры сопротивления) находят наиболее широкое применение в качестве первичных преобразователей температуры. Они характеризуются довольно высокой чувствительностью, хорошими метрологическими свойствами, простым и надежным конструктивным исполнением, причем в серийной аппаратуре чаще используются проволочные терморезисторы ввиду меньшего технологического разброса их характеристик, а в уникальной аппаратуре — полупроводниковые, имеющие более высокую чувствительность, но одновременно и большой технологический разброс. В частности, проволочные терморезисторы применены в каналах измерения температуры зонд-батометра [81], АЦИТТа [22], а полупроводниковые — в ряде турбулиметров [49], буксируемых термоградиентных установок [49, 149], в установках для исследования пограничного слоя атмосферы [20] и других устройствах.

Как известно, для большинства чистых металлов характерна зависимость их сопротивления от температуры, аппроксимируемая для широкого температурного диапазона следующим выражением:

$$R_t = R_a [1 + A \Delta T + B \Delta T^2], \quad (2.1)$$

где  $\Delta T = T - T_0$  — измеряемое отклонение от температуры  $T_0$ , например от  $T_0 = 273$  К;  $A$  и  $B$  — постоянные коэффициенты;  $R_a$  — значение сопротивления при температуре  $T_0$ .

В соответствии с выражением (2.1) зависимость  $R_t(T)$  является в общем случае нелинейной, однако для сравнительно узких температурных диапазонов можно пренебречь квадратичным членом и пользоваться линейной зависимостью

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t), \quad (2.2)$$

где  $R_0$  — сопротивление при  $0^\circ\text{C}$ ;  $\alpha$  — температурный коэффициент сопротивления (ТКС);  $t$  — температура,  $^\circ\text{C}$ .

Коэффициент  $\alpha$  сравнительно слабо варьирует у большинства используемых металлов (табл. 2.1) и составляет примерно  $0,4\%$  К. Исключением является лишь никель ( $0,68\%/K$ ), и это зачастую предопределяет стремление использовать в некоторых экспериментальных разработках в качестве преобразователя именно никелевую проволоку. На самом деле это не так уж целесообразно, поскольку высокий коэффициент характерен лишь для химически чистого никеля, а в реальной проволоке чаще всего имеются примеси, резко снижающие значение  $\alpha$ .

Наиболее широко используемыми материалами являются медь и платина, причем резисторы из химически чистой платины нашли

Таблица 2.1

## Температурные коэффициенты сопротивления металлов

Металл	$\alpha$ , $K^{-1}$	Металл	$\alpha$ , $K^{-1}$
Платина	+0,00392	Медь	+0,0043
Золото	+0,0040	Алюминий	+0,0045
Серебро	+0,0041	Вольфрам	+0,0048
Никель	+0,0068	Железо литое	+0,002÷0,006

применение как преобразователи эталонных термометрических устройств, у которых обеспечивается погрешность измерений порядка  $\pm(1,5) \cdot 10^{-3}$  К [14] при выполнении весьма жестких требований к конструкции, промежуточному преобразователю, измерительным узлам и ко всем их соединениям. Платиновые терморезисторы используются также и в обычных (не эталонных) измерителях температуры, но при этом требования к чистоте материала могут быть существенно более низкими. В результате метрологические характеристики таких терморезисторов (термометры сопротивления платиновые — ТСП) оказываются близкими характеристикам медных терморезисторов (термометры сопротивления медные — ТСМ).

Весьма невысокое значение  $\alpha$  ( $\approx 0,4$  %/К) чаще всего предопределяет технически достижимый предел абсолютной погрешности измерений. Например, если устанавливается требование к погрешности  $\pm 0,01$  К, то в соответствии со значением  $\alpha$  становятся необходимыми измерения сопротивления с относительной погрешностью  $\pm 0,004$  %. С помощью распространенных технических средств осуществить такие измерения, очевидно, невозможно. Действительно, типичные мосты постоянного тока характеризуются погрешностью порядка  $\pm(0,02-0,05)$  %, лучшие цифровые омметры-компараторы, например типа ШЗ0, —  $\pm 0,01$  %. Тем самым достижение погрешности по температуре  $\pm 0,01$  К требует тщательных дополнительных исследований влияющих факторов и надежного учета либо компенсации их влияния в реализуемом устройстве. При этом зачастую необходимо учитывать не только такие широко известные факторы, как изменчивость сопротивления соединительных проводов, переходных сопротивлений механических контактов, сопротивлений утечки ПТР и проводов, но и такие, как наличие контактных ЭДС в местах соединений разнородных металлов, например платины с медью, тензоэффекты в ПТР и соединительных проводах и т. д. Это особенно важно в тех случаях, когда сопротивление у используемого ПТР невелико. Например, при  $R_0 \approx 50$  Ом изменению температуры в  $0,01$  К соответствует изменение  $R_t$  в  $0,002$  Ом, влияние же отмеченных факторов может превышать столь малую величину более чем на порядок. В частности, параллельно включенное сопротивление утечки в  $10^7$  Ом, довольно легко появляющееся в морских условиях, ока-

зывает влияние в пределах 0,025 % (0,0125 Ом). Тензоэффект у ПТР при деформации порядка  $10^{-4}$  дает изменение  $R_t$  не менее 0,022 % (0,011 Ом), поскольку коэффициент тензочувствительности, например, меди к большим деформациям составляет +2,2, а платины +2,4, причем для платины характерна существенная нелинейность тензочувствительности (коэффициент изменяется от 6,1 до 2,4). Все это сильно снижает возможности широкого использования ПТР в высокоточных измерительных устройствах, особенно в тех, что предназначены для натуральных условий эксплуатации.<sup>1</sup>

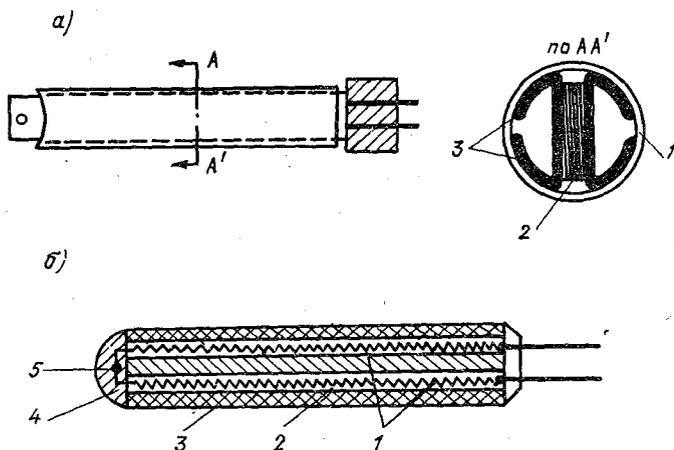


Рис. 2.1. Конструкции серийных преобразователей с ПТР.

Некоторого улучшения характеристик можно добиться повышением значения  $R_0$ , при этом сильно снижается влияние переходного сопротивления контактов, сопротивления соединительных проводов, контактных ЭДС, однако одновременно возрастает влияние сопротивления утечки и практически не меняется влияние тензоэффекта. Так что перспективность приема весьма ограничена, тем более что в таком случае требуется индивидуальное изготовление всего преобразователя.

Реально достижимое значение основной погрешности преобразователей на основе ПТР, по-видимому, составляет порядка  $\pm 0,03$  К. Возможность получить более низкие значения в настоящее время весьма проблематична.

Типичные конструкции серийных преобразователей на основе ПТР показаны на рис. 2.1. «Лепестковая» конструкция (а) содержит цилиндрический металлический корпус 1, внутри которого

<sup>1</sup> В последнее время в работах, посвященных результатам экспериментальных исследований, зачастую появляются сообщения об измерениях температуры с погрешностью до  $\pm 10^{-3}$  К и даже до  $\pm 10^{-4}$  К, выполненных с помощью ПТР. Такие сообщения представляются весьма сомнительными.

закреплен диэлектрический, например слюдяной, каркас с обмоткой 2, представляющей собой непосредственно ПТР. Закрепление каркаса осуществляется с помощью металлических пружинящих лепестков 3, которые обеспечивают теплообмен ПТР с окружающей средой и одновременно уменьшают возможность деформирования ПТР при изменениях внешнего давления.

В конструкции (б) ПТР выполнен в виде спирали 1, расположенной в каналах 2, заполненных порошком окиси алюминия. Цилиндрический корпус 3 также выполнен из окиси алюминия и заканчивается головкой 4, заполненной глазурью на основе окиси алюминия. Такая конструкция позволяет при изготовлении преоб-

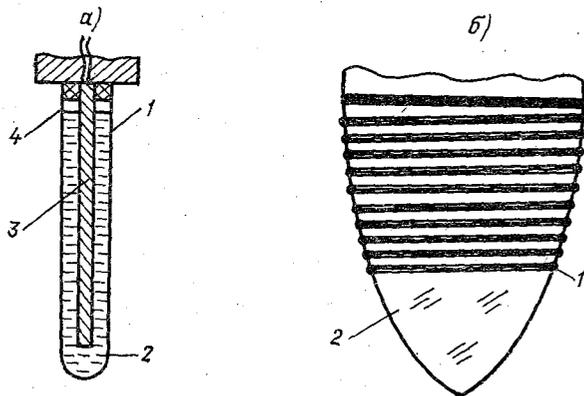


Рис. 2.2. Конструкции специальных преобразователей с ПТР.

разователя осуществлять точную подгонку сопротивления ПТР под требуемый номинал — это осуществляется в области 5 перед заделкой головки. Благодаря полному заполнению преобразователя столь теплопроводящим материалом, как окись алюминия, в конструкции (б) существенно уменьшена постоянная времени по сравнению с конструкцией (а). Однако при этом преобразователь становится более чувствительным к механическим воздействиям, и в нем сильнее проявляется тензоэффект.

Для глубоководных океанологических измерений применяются зачастую специальные конструкции преобразователей [93], у которых внутренняя полость защитного цилиндрического корпуса 1 (рис. 2.2 а) заполнена трансформаторным либо силиконовым маслом 2, причем при заполнении внутри корпуса оставляется воздушный пузырек 4. Благодаря высокой теплопроводности масла обеспечивается хороший теплообмен между средой и помещенным в масло на каркасе 3 терморезистором. Наличие пузырька воздуха позволяет свести к минимуму влияние внешнего гидростатического давления.

В некоторых зондах разового действия (рис. 2.2 б) терморезистор не помещается в защитный корпус, а находится в непосред-

ственном тепловом контакте со средой. При этом обмотка из изолированной лаком либо эмалью проволоки 1 уложена в спиральную канавку на внешней поверхности массивного обтекателя 2. При зондировании благодаря массе обтекателя зонд располагается вертикально и обмотка ПТР непосредственно взаимодействует со встречным потоком воды. Для длительных измерений такая конструкция непригодна из-за низкой стойкости изолирующего покрытия к действию морской воды.

Полупроводниковые терморезисторы как преобразователи температуры морской воды в последнее время вызывают все больший интерес, поскольку имеют значительно более высокую чувствительность по сравнению с ПТР, очень малые размеры (вплоть до практически точечных), а также высокую стабильность характеристик после соответствующей подготовки.

Недостатками ППТР, в определенной мере ограничивающими их широкое применение в океанологических измерительных устройствах, долгое время считались сильно выраженная нелинейность градуировочной характеристики, а также значительный технологический разброс основных констант. Однако в настоящее время значение их существенно снизилось в связи с достаточной хорошей разработанностью методов учета и коррекции.

В зависимости от структуры различают поликристаллические и монокристаллические ППТР. Монокристаллические терморезисторы широкого распространения не получили, хотя их перспективность оценивается довольно высоко [69]. Поликристаллические ППТР производятся серийно.

Многообразие вопросов, связанных с использованием ППТР, с достаточной полнотой рассмотрено в работах [69, 85, 128, 146], поэтому основное внимание уделим особенностям коррекции нелинейности, возможностям снижения погрешности, устранению технологического разброса и т. д.

Основной характеристикой поликристаллического ППТР при его использовании в качестве преобразователя температуры является температурная характеристика статического сопротивления, которую зачастую называют основным уравнением ППТР:

$$R_t = R_0 \exp(B/T), \quad (2.3)$$

где  $R_0$  и  $B$  — постоянные ( $R_0$  выражается в омах,  $B$  — в кельвинах);  $T$  — температура, К;  $R_t$  — сопротивление ППТР при температуре  $T$ , Ом.

При разложении в ряд выражения (2.3) ограничение линейными членами является слишком грубым для реально задаваемых диапазонов измерения. Исключения составляют лишь такие ситуации, когда весь диапазон можно разбить на узкие поддиапазоны (в 1—2 К), например при постановке лабораторных гидрофизических экспериментов. В столь узких поддиапазонах суммарное значение нелинейных членов разложения не превышает реально достигаемой погрешности измерений и пренебрежение ими становится вполне допустимым.

В общем случае выражение (2.3) без каких-либо принципиальных преобразований используется как основа для расчета реальной градуировочной характеристики.

Физический смысл выражения (2.3) является вполне определенным. Сущность процессов в объеме ППТР, формирующих его сопротивление при данной температуре, рассмотрена в работе [69], где установлено следующее соотношение между удельной электрической проводимостью  $\sigma$  материала ППТР и температурой  $T$ :

$$\sigma = AT^{(1,5-\alpha)} \exp[-\Delta E/(2kT)], \quad (2.4)$$

где  $A$  — физическая постоянная,  $\text{Ом}^{-1} \cdot \text{К}^{(\alpha-1,5)}$ ;  $\alpha$  — показатель степени, определяющий зависимость подвижности электронов от температуры;  $\Delta E$  — энергия активации, Дж;  $k$  — постоянная Больцмана, Дж/К.

Установлено также (например, [146]), что зависимость от температуры параметров  $\alpha$  и  $\Delta E$  для поликристаллических терморезисторов, особенно в ограниченных диапазонах, несущественна, причем значение  $\alpha$  близко к 1,5. Тогда постоянная  $A$  имеет физический смысл некоторой электрической проводимости  $\sigma_\infty$  при  $T \rightarrow \infty$ , когда валентная зона полностью истощается. Отношение же энергии активации  $\Delta E$  к величине  $2k$  имеет смысл некоторой температуры, которую принято называть температурой активации.

Если в выражении (2.4) перейти от проводимостей к сопротивлениям, то получится вид выражения (2.3), при этом  $R_0$  будет соответствовать сопротивлению тела ППТР при полностью истощенной валентной зоне, а  $B$  — температуре активации.

Выражение (2.3) связывает сопротивление ППТР с его собственной температурой  $T$ , но не с температурой окружающей среды  $T_w$ , а эти две величины практически никогда не бывают идентичны, поскольку в любой из возможных измерительных схем к ППТР подводится некоторая электрическая мощность  $P_T$ , вызывающая нагрев терморезистора и соответственно различия между  $T_w$  и  $T$  даже в статическом режиме. В динамическом режиме эти различия усиливаются за счет инерционности ППТР.

Связь между параметрами преобразователя на основе ППТР и температурой среды в статическом режиме может быть выявлена путем использования условия баланса мощностей

$$P_T = P_\alpha = b(T - T_w), \quad (2.5)$$

где  $P_\alpha$  — мощность, рассеиваемая терморезистором, Вт;  $b$  — коэффициент рассеивания, Вт/К.

Значение  $b$  определяется условиями теплообмена между телом ППТР и окружающей средой, а значит, зависит от конструкции преобразователя, плотности среды и скорости ее движения. Наиболее важными характеристиками конструкции для данного случая являются: эффективная площадь поверхности контакта преоб-

разователя со средой  $S_{\pi}$  и приведенная теплоемкость  $C_{\pi}$ . Таким образом, можно записать

$$b = f(S_{\pi}, C_{\pi}, \rho_w, v_w), \quad (2.6)$$

где  $\rho_w$  — плотность воды;  $v_w$  — скорость движения воды относительно преобразователя.

Для конкретной конструкции зависимость (2.6), как правило, определяется экспериментально. Для некоторых типов ППТР указываются паспортные значения  $b$ , но оговоренные при этом условия редко применимы при океанологических измерениях. Действительно, если терморезистор с известным значением  $b$  поместить в защитный корпус, что необходимо в условиях больших гидростатических давлений, то при этом  $b$  существенно изменится. Существуют при-

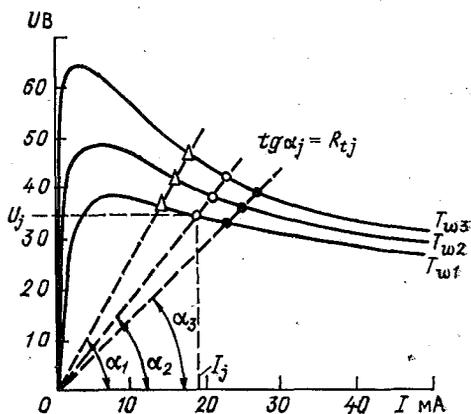


Рис. 2.3. Определение коэффициента рассеяния ИП на основе ППТР.

ближенные расчетные методы изменений  $b$  для некоторых типов конструкций [14], однако экспериментальное определение все же оказывается наиболее простым и надежным.

Экспериментальное определение коэффициента рассеяния (например, [128]) состоит в следующем. Вначале при различной температуре среды, например  $T_{w1}$ ,  $T_{w2}$  и  $T_{w3}$  (рис. 2.3), определяются реальные вольтамперные характеристики ППТР. Затем на каждой из этих характеристик выбирается ряд точек и для них подсчитывается выделяемая в объеме ППТР мощность  $P_j = U_j I_j$ . Положение каждой точки соответствует значению сопротивления ППТР  $R_{tj} = \operatorname{tg} \alpha_j = U_j / I_j$ , по которому из температурной характеристики находят значение  $T_j$  — фактической температуры ППТР. Располагая этими величинами, коэффициент рассеяния вычисляют по формуле

$$b = \sum_{j=1}^n U_j I_j \left| \sum_{j=1}^n (T_j - T_{w_j}) \right.$$

При известном значении  $b$  основное уравнение ППТР с учетом выражения (2.5) может быть записано в следующем виде:

$$R_t = R_0 \exp [B / (T_w + P_{\pi} / b)]. \quad (2.7)$$

Выражение, описывающее в неявной форме семейство статических вольтамперных характеристик ППТР, выглядит следующим образом:

$$U_t = I_t R_0 \exp [B / (T_w + U_t I_t / b)] \quad (2.8)$$

Расчет конкретных измерительных схем с ППТР с использованием выражения (2.8) затруднителен в связи с тем, что в показателе экспоненты входят одновременно значения функции и аргумента. В работе [69] путем разложения выражения (2.8) в ряд Тейлора и оценки общего члена этого разложения получен более простой вид зависимости между  $U_t$  и  $I_t$

$$U_t = R_{tw} I_t / (1 + m R_{tw} I_t^2), \quad (2.9)$$

где

$$R_{tw} = R_0 \exp (B / T_w),$$

$$m = B / (b T_w^2).$$

При этом сделано допущение, что перегрев ППТР протекающим током, т. е.  $(T - T_w)$ , находится в пределах 0,1—10 % от  $T_w$ .

Рассмотренные зависимости с достаточной полнотой и общностью определяют статические свойства поликристаллических ППТР и применимы для большинства вариантов их использования (при измерении температуры, при компенсации влияния температуры на результаты других измерений, при измерении скорости течения термогидрометрическим методом и т. д.).

В ряде случаев возможно задать такие условия функционирования измерительной схемы, что во всем диапазоне измерений

$$P_T / b < |\sigma_T|, \quad (2.10)$$

где  $\sigma_T$  — заданная абсолютная погрешность измерений температуры  $T_w$ .

Тогда с достаточной для практических целей точностью, очевидно, можно пользоваться для расчетов выражением (2.3). Естественно, что при этом проверка выполнения неравенства (2.10) должна производиться для такого значения  $T_w$  в диапазоне измерений, для которого  $P_T$  максимально. Это замечание зачастую оказывается довольно важным, поскольку при расчетах обычно задают напряжение, например напряжение питания мостовой схемы, и в таком случае мощность  $P_T$  становится существенно переменной. Действительно, рассмотрим ветвь мостовой схемы содержащую ППТР с сопротивлением  $R_t$  и последовательно включенный с ним резистор  $R_1 = \text{const}$ . При напряжении источника питания  $U_{II}$  мощность, рассеиваемая на  $R_t$ , может быть оценена следующим выражением:

$$P_T = U_{II}^2 R_t / (R_1 + R_t)^2, \quad (2.11)$$

а изменения этой мощности в диапазоне измерений

$$\partial P_T / \partial R_t = U_{II}^2 (R_1 - R_t) / (R_1 + R_t)^3 \quad (2.12)$$

оказываются зависящими от соотношения  $R_1$  и  $R_t$ . Это соотношение, как правило, задается достаточно жестким, в частности для получения линейной характеристики преобразования, и величина  $R_T$  может принимать наибольшее значение в одной из трех возможных точек диапазона (при  $R_t = R_{t \text{ мин}}$ ,  $R_t = R_1$  или  $R_t = R_{t \text{ макс}}$ ).

При условии (2.10) градуировочная характеристика ППТР как преобразователя температуры может быть рассчитана непосредственно по выражению (2.3) при известных из паспорта значениях  $B$  и  $R_0$  либо по экспериментальным данным, например по значениям сопротивления ППТР в различных, желательно двух крайних, точках диапазона измерений.

Расчет по экспериментальным данным оказывается более приемлемым на практике, поскольку выпускаемые терморезисторы,

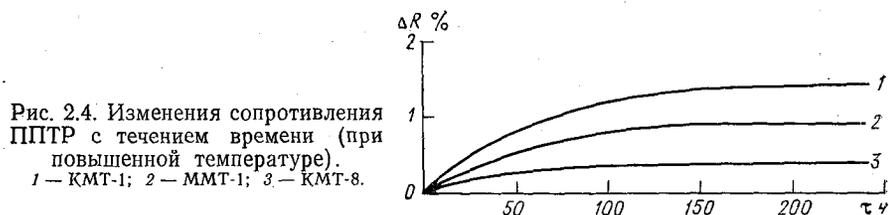


Рис. 2.4. Изменения сопротивления ППТР с течением времени (при повышенной температуре).  
1 — КМТ-1; 2 — ММТ-1; 3 — КМТ-8.

как правило, не состарены, а после проведения искусственного старения их характеристики могут существенно измениться.

Сущность процесса старения ППТР рассмотрена в работах [89, 121] и может быть представлена следующим образом.

Структура ППТР содержит большое количество механических контактов между отдельными кристаллами, причем сами кристаллы из-за случайного разброса могут обладать различной степенью легирования. В результате значительная часть контактов оказывается  $p-n$  переходами, расположенными в теле ППТР случайным образом. При этом результирующее сопротивление ППТР создается не только объемным сопротивлением кристаллов, но и активным сопротивлением контактов и эквивалентным сопротивлением  $p-n$  переходов. У свежееизготовленных ППТР некоторые из контактов оказываются механически непрочными, а некоторые из  $p-n$  переходов — электрически непрочными. Их последующее разрушение в процессе эксплуатации либо при хранении (здесь, из-за действия климатических факторов, а также процесса диффузии примесей) и составляет сущность старения. При этом изменении сопротивления носят асимптотический характер (рис. 2.4). Это позволяет считать, что состаренные терморезисторы имеют повышенную стабильность, и их использование для измерительных задач более оправдано.

В соответствии с физической сущностью процесса становится возможным сформировать методику искусственного старения, заключающуюся в следующем [121]. Предварительно терморезисторы подвергают воздействию пяти-шести температурных циклов

с перепадом 100—150 К. Это приводит к разрушению механически непрочных контактов. Затем их подключают к источнику тока, задавая силу тока примерно на порядок больше эксплуатационной. При этом разрушаются электрически непрочные  $p-n$  переходы. Поскольку  $p-n$  переходы в теле ППТР разнонаправленные, то наилучший эффект достигается при использовании переменного тока.

Терморезисторы выдерживаются под нагрузкой несколько сотен часов, при этом целесообразно периодически контролировать

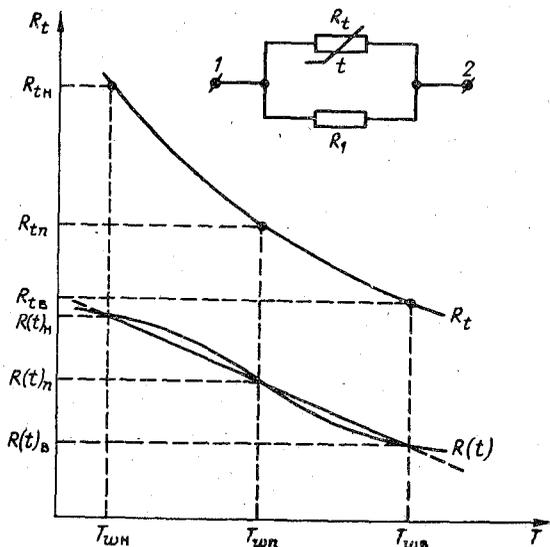


Рис. 2.5. Линеаризация характеристики ППТР простейшим двухполюсником.

их характеристики, что позволяет производить отбраковку. Воспроизводимость характеристик состаренных ППТР достигает  $\pm 0,01$  К в течение нескольких месяцев [89].

Градуировочные характеристики ППТР, рассчитанные по экспериментальным данным после проведения старения, могут быть подвергнуты преобразованию с целью получения зависимости от температуры, близкой к линейной. Такое преобразование осуществляется путем использования линеаризующих свойств двухполюсников, содержащих ППТР и постоянные резисторы<sup>1</sup> [85].

Сопротивление простейшего из двухполюсников (рис. 2.5) между зажимами 1 и 2 определяется выражением

$$R(t) = R_1 R_t / (R_1 + R_t), \quad (2.13)$$

где  $t = T_w - 273$ .

<sup>1</sup> В качестве постоянных резисторов наиболее целесообразно использовать термостабильные типы, например С5-5 и СП5-3(2).

Поскольку  $R_t$  связано с температурой  $T_w$  зависимостью (2.3) при условии (2.10), то функция  $R(t)$  при определенном соотношении между  $R_t$  и  $R_1$  может иметь точку перегиба при условии

$$\frac{d^2 R_t}{dt^2} (R_1 + R_t) - 2 \left( \frac{dR_t}{dt} \right)^2 = 0. \quad (2.14)$$

Из условия (2.14) легко определяется соотношение между  $R_1$  и  $R_t$

$$R_1 = (B - 2T_w) R_t / (B + 2T_w). \quad (2.15)$$

Поскольку зависимость  $R(t)$  окажется наиболее близкой к линейной в окрестностях точки перегиба, а точку перегиба в соответствии с выражением (2.15) можно задать любой в пределах диапазона измерений, то наиболее целесообразно установить

$$T_{wп} = 0,5 (T_{wн} + T_{wв}),$$

где  $T_{wп}$  — значение температуры в точке перегиба;  $T_{wн}$  — нижнее значение диапазона измерений;  $T_{wв}$  — верхнее значение диапазона измерений.

При этом расчет  $R_1$  выполняется по соотношению

$$R_1 = (B - 2T_{wп}) R_{тп} / (B + 2T_{wп}) = R_{тп} \psi, \quad (2.16)$$

где  $R_{тп}$  — сопротивление ППТР при  $T_w = T_{wп}$ .

На рис. 2.5 в общем виде показаны исходная и преобразованная  $R(t)$  характеристики в диапазоне измерений от  $T_{wн}$  до  $T_{wв}$  (для демонстрации приближенного характера линейризации кривая  $R(t)$  показана сильно изогнутой; в реальных случаях она выглядит на графиках как прямая).

Преобразованная характеристика  $R(t)$  будет иметь некоторую остаточную нелинейность  $\delta R(t)$ , которую можно определить как разность между  $R(t)$  и линейной функцией вида

$$R_{п}(t) = R(t)_{п} - S (T_w - T_{wп}), \quad (2.17)$$

где  $R(t)_{п}$  — значение  $R(t)$  в точке перегиба;  $S$  — чувствительность ( $S > 0$ ), причем в зависимости от способа аппроксимации (рис. 2.6)  $S = \operatorname{tg} \alpha$  (способ 1),  $S = \operatorname{tg} \beta$  (способ 2) и  $S = \operatorname{tg} \gamma$  (способ 3).

Тогда

$$\delta R(t) = R_{тп} \psi \left[ \frac{R_t}{R_t + R_{тп} \psi} - \frac{1}{\psi + 1} + \frac{S}{R_{тп} \psi} (T_w - T_{wп}) \right]. \quad (2.18)$$

Для оценки характера изменчивости  $\delta R(t)$  разложим выражение (2.18) в ряд Тейлора по параметру  $(T_w - T_{wп})$  и ограничимся кубическим членом, учитывая при этом, что квадратичный член будет равен нулю ( $T_w = T_{wп}$  есть точка перегиба). После некоторых

преобразований получим

$$\delta R(t) \approx (T_w - T_{\omega n}) \left[ S + R_{t\pi} \psi \left( \frac{dM}{dt} \right)_{\pi} \right] - \frac{B^2 (T_w - T_{\omega n})^3 R_{t\pi} \psi}{12T_{\omega n}^4} \left( \frac{dM}{dt} \right)_{\pi}, \quad (2.19)$$

где

$$M = R_t / (R_t + R_{t\pi} \psi), \quad \psi = (B - 2T_{\omega n}) / (B + 2T_{\omega n}).$$

Из выражения (2.19) легко найти положения максимумов остаточной нелинейности, приравняв к нулю первую производную

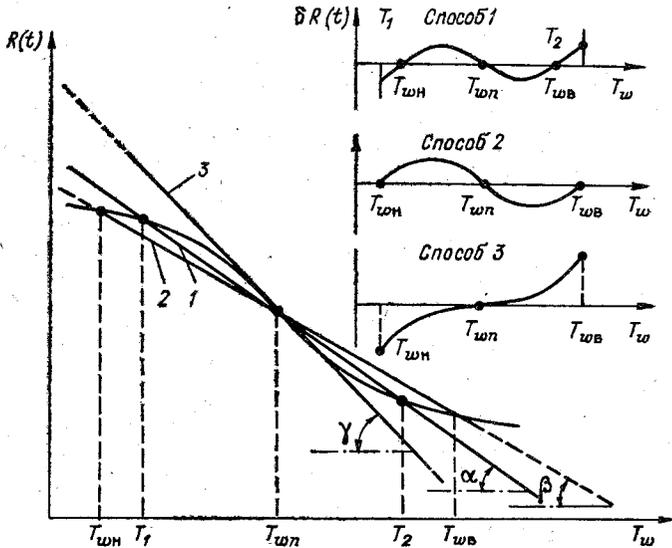


Рис. 2.6. Способы аппроксимации линеаризованной характеристики ППТР.

$\delta R(t)$  по  $t$ :

$$(T_w - T_{\omega n})_{\max} = \pm \frac{2T_{\omega n}^2}{B} \sqrt{\frac{S + R_{t\pi} \psi (dM/dt)_{\pi}}{R_{t\pi} \psi (dM/dt)_{\pi}}}. \quad (2.20)$$

Максимальные значения остаточной нелинейности находятся подстановкой (2.20) в (2.19):

$$\delta R(t)_{\max} = \pm \frac{4}{3} \frac{T_{\omega n}^2}{B} \sqrt{\frac{[S + R_{t\pi} \psi (dM/dt)_{\pi}]^3}{R_{t\pi} \psi (dM/dt)_{\pi}}}, \quad (2.21)$$

Определив  $\left( \frac{dM}{dt} \right)_{\pi}$ , получим расчетные формулы:

$$(T_w - T_{\omega n})_{\max} = \pm \frac{2T_{\omega n}^2}{B(B - 2T_{\omega n})} \sqrt{\frac{R_{t\pi} (B - 2T_{\omega n})^2 - 4BT_{\omega n}^2 S}{R_{t\pi}}}; \quad (2.22)$$

$$\delta R(t)_{\max} = \pm \frac{1}{3B^2 (B - 2T_{\omega n})} \sqrt{\frac{[R_{t\pi} (B - 2T_{\omega n})^2 - 4BT_{\omega n}^2 S]^3}{R_{t\pi}}}. \quad (2.23)$$

Таким образом, остаточная нелинейность в общем случае является знакопеременной (рис. 2.6), причем, в соответствии с выражением (2.23) максимальное значение ее модуля зависит от близости наклонов аппроксимирующей линейной функции (2.17) и прямой 3, соответствующей наклону функции  $R(t)$  в точке перегиба. В связи с этим вполне естественно, что из способов аппроксимации 1 и 2 более выгодным оказывается способ 1 (для наглядности остаточная нелинейность по-прежнему изображена значительно большей, чем получается в реальных случаях). Аппроксимация прямой 3 может использоваться только в очень узких диапазонах измерений.

Оценим изменение коэффициента преобразования при линейризации характеристики рассмотренным методом. Очевидно,

$$\frac{1}{R(t)} \frac{dR(t)}{dt} = \frac{R_1}{R_1 + R_t} \left( \frac{1}{R_t} \frac{dR_t}{dt} \right). \quad (2.24)$$

Используя условие (2.15), получим для середины диапазона

$$\frac{1}{R(t)} \frac{dR(t)}{dt} \Big|_{T_w = T_{\omega n}} = \left( 0,5 - \frac{T_{\omega n}}{B} \right) \left( \frac{1}{R_t} \frac{dR_t}{dt} \right)_n. \quad (2.25)$$

Для реальных случаев отношение  $T_{\omega n}/B$  имеет порядок  $10^{-1}$ , тем самым коэффициент преобразования в результате линейризации уменьшается более чем в 2 раза по сравнению с исходным коэффициентом ППТР в середине диапазона измерений.

Это, несомненно, является отрицательным фактором, однако не настолько значительным, чтобы обесценить преимущества линейризованной характеристики. Тем более что для исходной характеристики коэффициент преобразования является переменной величиной; соотношение между его значениями на границах диапазона

$$\left( \frac{1}{R_t} \frac{dR_t}{dt} \right)_B = \left( \frac{T_{\omega n}}{T_{\omega B}} \right)^2 \left( \frac{1}{R_t} \frac{dR_t}{dt} \right)_n.$$

В соответствии с этим изменчивость коэффициента, например, для диапазона  $0-20^\circ\text{C}$  может достигать 20%. При этом результирующая погрешность измерений также оказывается переменной, а в динамическом режиме возникают обусловленные нелинейностью дополнительные погрешности (см. п. 1.2).

Как отмечалось выше, важным недостатком ППТР, сохраняющимся в настоящее время и зачастую затрудняющим возможность их широкого использования, является значительный технологический разброс их основных констант. Этот разброс может достигать 20—30% и без принятия специальных мер практически устраняет возможность взаимозаменяемости ППТР, а также затрудняет использование в многоканальных термоградиентных установках.

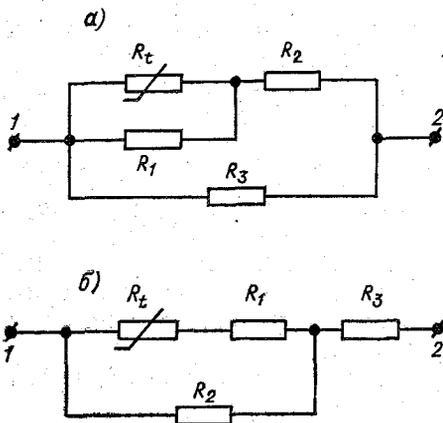
Коррекция технологического разброса констант с одновременной линейризацией характеристики может осуществляться включением ППТР в усложненные варианты двухполюсников [85], изображенные на рис. 2.7.

Сопrotивление  $R(t)$  между зажимами 1 и 2 для двухполюсника (рис. 2.7 а) будет определяться выражением

$$R(t) = R_3 \frac{R_t (R_1 + R_2) + R_1 R_2}{R_t (R_1 + R_2 + R_3) + R_1 (R_2 + R_3)}, \quad (2.26)$$

а для двухполюсника (рис. 2.7 б).

$$R(t) = \frac{R_t (R_2 + R_3) + R_3 (R_1 + R_2) + R_1 R_2}{R_t + R_1 + R_2}. \quad (2.27)$$



Выражения (2.26) и (2.27) удобно представить в следующем виде:

$$R(t) = (aR_t + b)/(cR_t + d), \quad (2.28)$$

где  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  — постоянные коэффициенты.

Рис. 2.7. Схемы линейриующих двухполюсников.

Найдем выражение для второй производной:

$$\frac{d^2 R(t)}{dt^2} = \frac{(ad - bc) [(cR_t + d) d^2 R_t / dt^2 - 2c (dR_t / dt)^2]}{(cR_t + d)^3}.$$

Нетрудно убедиться, что выражение  $(ad - bc)$  в любых технически реализуемых случаях не может быть равно нулю. Действительно, для двухполюсника (рис. 2.7 а)

$$ad - bc = R_1^2 R_3^2 \neq 0,$$

а для двухполюсника (рис. 2.7 б)

$$ad - bc = R_2^2 \neq 0.$$

В таком случае условие перегиба функции  $R(t)$  в точке  $T_w = T_{\text{вп}}$  может быть записано следующим образом:

$$d/c = 2 (dR_t / dt)_n / (d^2 R_t / dt^2)_n - R_{tn}, \quad (2.29)$$

а после подстановки значений производных

$$d/c = (B - 2T_{\text{вп}}) R_{tn} / (B + 2T_{\text{вп}}) = R_{tn} \psi. \quad (2.30)$$

Коррекция технологического разброса ППТР может быть осуществлена сведением характеристики вида (2.28) к некоторой за-

данной характеристике, для которой установлены значения чувствительности  $dR(t)/dt$  и сопротивления двухполюсника в одной из точек диапазона измерений, например на нижней границе  $R(t)_н$ .

При выполнении условия (2.30) и аппроксимации характеристики прямой линией по способу 2 (см. рис. 2.6) чувствительность

$$dR(t)/dt \approx [R(t)_н - R(t)_в]/(T_{вн} - T_{вв}) = \Delta R(t)/\Delta T \quad (2.31)$$

с достаточно хорошим приближением.

В соответствии с рассмотренными соображениями можно поставить дополнительные условия:

$$(aR_{тн} + b)/(cR_{тн} + d) - (aR_{тв} + b)/(cR_{тв} + d) = \Delta R(t), \quad (2.32)$$

$$(aR_{тн} + b)/(cR_{тн} + d) = R(t)_н, \quad (2.33)$$

где  $R_{тн}$  и  $R_{тв}$  — сопротивления ППТР соответственно при  $T_w = T_{вн}$  и  $T_w = T_{вв}$ .

Совместное решение уравнений (2.30), (2.32) и (2.33) позволяет установить расчетные выражения для  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ . При этом оказывается, что более удобным для расчетов и последующей настройки является двухполюсник вида (рис. 2.7 б). Для него расчетные формулы следующие:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_{тн}\psi - R_2, \\ R_2 &= \sqrt{\Delta R(t)[(R_{тн} + R_{тн}\psi)(R_{тв} + R_{тн}\psi)]/(R_{тн} - R_{тв})}, \\ R_3 &= R_{тн} - R_2(R_{тн} + R_1)/(R_{тн} + R_1 + R_2). \end{aligned} \quad (2.34)$$

Двухполюсник (рис. 2.7 а) более удобен при линеаризации функции  $\gamma(t)$  — зависимости проводимости от температуры.

Если аппроксимация осуществляется по способу 1 (см. рис. 2.6), то более целесообразно задавать требуемую чувствительность в ином диапазоне значений, чем в выражении (2.31), а именно

$$dR(t)/dt \approx [R(t)_1 - R(t)_2]/(T_1 - T_2). \quad (2.35)$$

Аналогично вместо  $R(t)_н$  необходимо использовать  $R(t)_1$ .

Рассмотренные варианты преобразования исходной характеристики ППТР в линеаризованную характеристику  $R(t)$  с коррекцией технологического разброса перспективны для применения в телеизмерительных устройствах, где сигнал измерительной информации является непосредственно значением сопротивления. В частности, подобные устройства могут успешно конструироваться на базе серийно выпускаемого отечественной промышленностью цифрового омметра—компаратора типа ШЗ0, где отсчет и последующая регистрация измеряемого сопротивления производятся в процентах отклонения от заданного номинала. Если в качестве такого заданного номинала установить величину  $R(t)_н$  (либо  $R(t)_в$ ), а чувствительность сделать равной 1,0 %/К, то например, в диапазоне 0—20 °С отсчет омметра окажется адекватным измеренному значению температуры при разрешающей

способности 0,1 К. В диапазонах, смещенных относительно 0 °С, такая адекватность достигается несложными изменениями в схеме индикации прибора Щ30.<sup>1</sup>

В устройствах со схемами промежуточного преобразования в виде моста постоянного тока линеаризация характеристики  $R(t)$  оказывается нецелесообразной, поскольку мостовая схема вносит собственную нелинейность. Действительно, при включении ППТР в мост (рис. 2.8) выходной сигнал схемы может быть представлен в виде

$$U_B(t) = \frac{U_{\text{п}} (R_2 R_3 - R_t R_4) R_B}{(R_t + R_2) (R_3 + R_4) R_B + R_t R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_t + R_2)}, \quad (2.36)$$

где  $U_{\text{п}}$  — напряжение питания моста;  $R_B$  — входное сопротивление измерительного устройства на выходе моста.

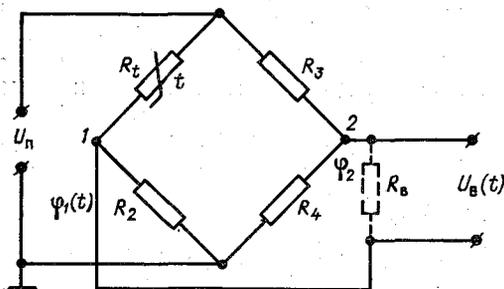


Рис. 2.8. Измерительный мост с ППТР.

Очевидно, выражение (2.36) может быть записано в обобщенном виде (2.28). Тогда зависимость  $U_B(t)$  легко преобразуется в кривую с перегибом в середине диапазона измерений и аппроксимируется прямой линией. Если задать условия:

$$\begin{aligned} U_B(t) &= (U_B)_H = 0 \quad \text{при} \quad T_w = T_{wH}, \\ d/c &= R_{tH}\psi \quad \text{при} \quad T_w = T_{wH}, \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$U_B(t) = (U_B)_B = \frac{aR_{tB} + b}{cR_{tB} + d} \quad \text{при} \quad T_w = T_{wB},$$

то можно получить следующие расчетные формулы:

$$\begin{aligned} R_2 &= 0,5(\theta - R_{tH}) \pm \sqrt{0,25(\theta - R_{tH})^2 - \theta R_{tH}\psi}, \\ R_3 &= (\theta R_{tH}\psi - R_{tH}R_B - R_2R_B)/R_2; \\ R_4 &= R_2R_3/R_{tH}; \end{aligned} \quad (2.38)$$

где  $\theta = U_{\text{п}}R_B(R_{tH} - R_{tB}) / (U_B)_B(R_{tB} + R_{tH}\psi)$ .

При  $R_B \rightarrow \infty$  (потенциальный вариант моста) линеаризация функции  $U_B(t)$  сводится практически к линеаризации функции по-

<sup>1</sup> Описанное техническое решение разработано при участии Г. И. Шора, А. С. Карташова и А. Н. Капустерко.

тенциала в точке 1 (рис. 2.8), т. е.  $\varphi_1(t)$ , который определяется выражением

$$\varphi_1(t) = U_n R_2 / (R_1 + R_2). \quad (2.39)$$

Точку перегиба, как и ранее, можно задать условием

$$R_2 = (B - 2T_{\text{вп}}) R_{1\text{н}} / (B + 2T_{\text{вп}}),$$

а значение  $U_B(t)$  в начальной точке диапазона измерений ( $T_w = T_{\text{вп}}$ ) — соотношением  $R_3$  и  $R_4$ .

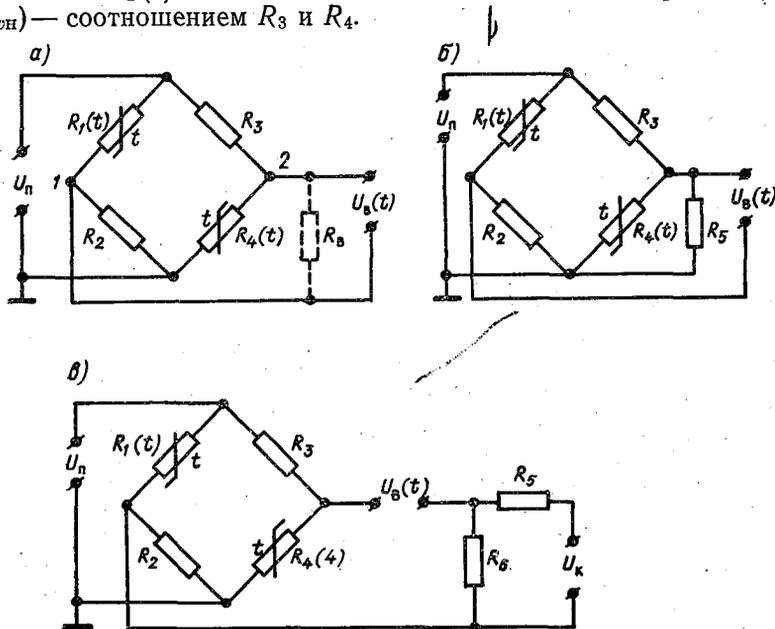


Рис. 2.9. Линеаризация мостовых схем с двумя ППТР.

Изменение чувствительности в потенциальном варианте обеспечивается включением дополнительного постоянного резистора последовательно с  $R_t$ .

Естественно, что в рассмотренных вариантах схем любое изменение чувствительности сводится к ее уменьшению по сравнению с максимально возможной. Конструирование ИП с повышенной чувствительностью требует использования иных приемов, например включения в схему мостового ИП дополнительного ППТР.<sup>1</sup>

Рассмотрим два возможных варианта решения этой задачи. В потенциальном варианте ( $R_B \rightarrow \infty$ ) выходное напряжение моста  $U_B(t)$  равно разности потенциалов  $\varphi_1(T_w)$  и  $\varphi_2(T_w)$  в точках 1 и 2 (рис. 2.9 а):

$$U_B(t) = (a_1 R_1(t) + b_1) / (c_1 R_1(t) + d_1) - (a_2 R_1(t) + b_2) / (c_2 R_1(t) + d_2), \quad (2.40)$$

<sup>1</sup> Метод разработан совместно с А. С. Карташовым.

где  $a_1=0$ ;  $b_1=U_{\text{п}}R_2$ ;  $c_1=1$ ;  $d_1=R_2$ ;  $a_2=U_{\text{п}}$ ;  $b_2=0$ ;  $c_2=1$ ;  $d_2=R_3$ ;  $R_1(t)$  и  $R_4(t)$  — сопротивления ППТР.

Следует отметить, что с ростом температуры потенциал  $\varphi_1(T_w)$  будет расти, а  $\varphi_2(T_w)$  — уменьшаться. Именно уменьшение  $\varphi_2(T_w)$ , в отличие от моста с одним ППТР, где  $\varphi_2 = \text{const}$ , позволяет в схеме с двумя ППТР повысить чувствительность.

Функции  $\varphi_1(T_w)$  и  $\varphi_2(T_w)$  легко линеаризуются. Точки перегиба для них устанавливаются соотношениями:

$$d_1/c_1 = R_2 = R_1(t)_{\text{п}} \psi_1 = R_1(t)_{\text{п}} (B_1 - 2T_{w\text{п}})/(B_1 + 2T_{w\text{п}}), \quad (2.41)$$

$$d_2/c_2 = R_3 = R_4(t)_{\text{п}} \psi_2 = R_4(t)_{\text{п}} (B_2 - 2T_{w\text{п}})/(B_2 + 2T_{w\text{п}}), \quad (2.42)$$

где  $B_1$  и  $B_2$  — постоянные терморезисторов.

В начальной точке диапазона измерений ( $T_w = T_{w\text{п}}$ ) мост должен быть уравновешен, т. е.

$$R_2 R_3 = R_1(t)_{\text{п}} R_4(t)_{\text{п}}, \quad (2.43)$$

что эквивалентно выражению

$$\psi_1 \psi_2 = R_1(t)_{\text{п}} R_4(t)_{\text{п}} / [R_1(t)_{\text{п}} R_4(t)_{\text{п}}]. \quad (2.44)$$

Из выражения (2.44) следует, что схема в потенциальном варианте не может быть уравновешена при условиях (2.41) и (2.42) в точке  $T_w = T_{w\text{п}}$ , поскольку левая часть равенства (2.44) всегда меньше единицы, а правая — существенно больше. Равновесие при  $T_w = T_{w\text{п}}$  можно обеспечить двумя путями.

Если подключить параллельно одному из ППТР, например  $R_4(t)$ , постоянный резистор  $R_5$  (рис. 2.9 б), то изменятся коэффициенты у  $\varphi_2(T_w)$  в выражении (2.40):

$$a_2 = U_{\text{п}} R_5; \quad b_2 = 0; \quad c_2 = R_3 + R_5; \quad d_2 = R_3 R_5.$$

Задавая условия перегиба при  $T_w = T_{w\text{п}}$  и условие равновесия при  $T_w = T_{w\text{п}}$ , можно получить расчетные формулы:

$$\begin{aligned} R_2 &= R_1(t)_{\text{п}} \psi_1, \\ R_5 &= \frac{R_4(t)_{\text{п}} R_4(t)_{\text{п}} \psi_2 [R_1(t)_{\text{п}} + R_2]}{R_1(t)_{\text{п}} R_4(t)_{\text{п}} - R_2 R_4(t)_{\text{п}} \psi_2}, \\ R_3 &= R_5 \psi_2 R_4(t)_{\text{п}} / [R_5 - \psi_2 R_4(t)_{\text{п}}]. \end{aligned} \quad (2.45)$$

Однако при этом из-за наличия  $R_5$ , шунтирующего  $R_4(t)$ , уменьшается чувствительность по сравнению с максимально возможной.

Второй путь обеспечения равновесия в точке  $T_w = T_{w\text{п}}$  состоит в использовании дополнительного компенсирующего потенциала  $\varphi_{\text{к}}$  (рис. 2.9 в), создаваемого источником  $U_{\text{к}}$ :

$$\varphi_{\text{к}} = U_{\text{к}} R_6 / (R_5 + R_6) = (U_{\text{в}})_{\text{п}}.$$

При этом полностью сохраняется исходная чувствительность.

В варианте моста с конечным значением  $R_B$  ( $R_B \neq \infty$ ) решение задачи линеаризации несколько усложняется. Если ограничиться рассмотрением специально подобранных пар ППТР с совпадающими значениями  $B$  ( $B_1=B_2=B$ ), то их характеристики будут связаны между собой очевидным соотношением

$$R_1(t) = \xi R_4(t), \quad (2.46)$$

где  $\xi = R_{01}/R_{04}$ , а  $R_{01}$  и  $R_{04}$  — постоянные терморезисторов.

В такой постановке задачи выражение для выходного напряжения моста имеет вид

$$U_B(t) = [b - aR_4^2(t)]/[cR_4^2(t) + dR_4(t) + e], \quad (2.47)$$

где

$$a = \xi U_{\Pi}; \quad b = U_{\Pi} R_2 R_3; \quad c = \xi (1 + R_2/R_B + R_3/R_B); \\ d = \xi R_3 (1 + R_2/R_B) + R_2 (1 + R_3/R_B); \quad e = R_2 R_3.$$

Здесь числитель и знаменатель представляют собой полиномы второй степени относительно  $R_4(t)$ . Решая это уравнение относительно  $R_4(t)$ , можно убедиться, что при условии

$$b^2 c^2 + 2abce + a^2 e - abd^2 = 0 \quad (2.48)$$

под знаком радикала в решении будет полный квадрат. Решая полученное таким образом уравнение относительно  $U_B(t)$ , получаем

$$U_B(t) = (\alpha R_4(t) + \beta)/(\gamma R_4(t) + \omega), \quad (2.49)$$

где

$$\alpha = -2a, \quad \beta = 2\sqrt{ab}, \quad \gamma = 2c, \quad \omega = d - \sqrt{d^2 - 4ce}.$$

Согласно условию перегиба имеем

$$d - \sqrt{d^2 - 4ce}/(2c) = R_4(t)_{\Pi} \psi_2$$

и соответственно

$$d = (e + cR_4^2(t)_{\Pi} \psi_2^2)/[R_4(t)_{\Pi} \psi_2].$$

Исключая отсюда с помощью условия (2.48) коэффициент  $d$ , получаем выражение для  $c$ :

$$c = \frac{e}{R_4(t)_{\Pi} \psi_2} \sqrt{\frac{a}{b}} = \frac{\xi R_4(t)_{\Pi}}{R_4(t)_{\Pi} \psi_2}.$$

При этом условие равновесия запишется в виде

$$b = \xi U_{\Pi} R_4^2(t)_{\Pi}$$

при  $T_w = T_{w\Pi}$ .

Поскольку из выражений (2.47)

$$R_2 + R_3 = R_B (c/\xi - 1) = \{R_4(t)_{\Pi}/[R_4(t)_{\Pi} - \psi_2] - 1\} R_B,$$

$$R_2 R_3 = \xi R_4^2(t)_{\Pi},$$

получаем, что искомые значения  $R_2$  и  $R_3$  являются решениями квадратного уравнения

$$R_{2,3}^2 + R_B \{1 - R_4(t)_H / [R_4(t)_H \psi_2]\} R_{2,3} + \xi R_4^2(t)_H = 0. \quad (2.50)$$

В рассмотренных вариантах схем с двумя ППТР может быть достигнуто повышение чувствительности в 2 раза, при этом удобно использование однокорпусных двойных ППТР, например типа МТ-58.

В измерительных преобразователях с частотно-модулированным выходным сигналом (ЧМ) линеаризацию результирующей градуировочной характеристики целесообразно осуществлять с помощью аналогичных приемов [112]. Однако при этом имеются некоторые особенности. В частности, в различных схемах ЧМ-преобразователей (измерительных генераторов) зависимости частоты от сопротивления  $f_H(R_t)$  или частоты от проводимости  $f_H(\gamma_t)$  обычно имеют различный и в общем случае нелинейный характер. В связи с этим каждая реальная схема требует, как правило, индивидуальных решений.

Один из простейших способов, который вполне осуществим в ряде практических вариантов, состоит в отдельной линеаризации зависимостей  $f_H(\gamma_t)$  и  $\gamma(t)$ , причем линейность первой из них обеспечивается конструктивными приемами (выбором схемы и рабочего диапазона изменений  $f_H$ ), а линейность  $\gamma(t)$  — включением ППТР в двухполюсники, при этом более целесообразно использование двухполюсника вида (см. рис. 2.7 а). Его проводимость между зажимами 1 и 2 определяется выражением

$$\gamma(t) = (R_t + R_1) / [R_t(R_1 + R_2) + R_1 R_2] + 1/R_3. \quad (2.51)$$

Задавая условие перегиба

$$d^2\gamma(t)/dt^2 = 0 \text{ при } T_w = T_{\omega\pi}, \quad (2.52)$$

а также чувствительность  $\Delta\gamma(t)/\Delta T_w$  и значение проводимости на нижней границе  $\gamma(t)_H$ , получаем расчетные формулы:

$$\begin{aligned} R_2 &= R_{tH}\psi \sqrt{\frac{R_{tH} - R_{tB}}{(R_{tH} + R_{tH}\psi)(R_{tB} + R_{tH}\psi)\Delta\gamma(t)}}, \\ R_1 &= R_2 R_{tH}\psi / (R_2 - R_{tH}\psi), \\ R_3 &= \left[ \gamma(t)_H - \frac{R_{tH} + R_1}{R_{tH}(R_1 + R_2) + R_1 R_2} \right]^{-1}, \end{aligned} \quad (2.53)$$

где

$$\psi = (B - 2T_{\omega\pi}) R_{tH} / (B + 2T_{\omega\pi}),$$

$R_{tH}$  и  $R_{tB}$  — значения  $R_t$  на нижней (н) и верхней (в) границах диапазона;  $R_{tH}$  — значение  $R_t$  в точке перегиба.

В табл. 2.2 в качестве примера показаны результаты расчета по формулам (2.53) серии термозависимых двухполюсников с реальным технологическим разбросом констант ППТР. Результа-

рующая зависимость оказывается одинаковой в пределах погрешности расчетов, а ее остаточная нелинейность не превышает  $\pm 0,02$  К при аппроксимации по способу 1 (см. рис. 2.6).

Таблица 2.2

Пример расчета серии термозависимых двухполюсников

№ ППТР	$R_t$ при 0 °С, Ом	$B$ К	$R_{тн}$ , Ом	$R_{тп}$ Ом	$R_{тв}$ Ом	$R_1$ КОм	$R_2$ Ом	$R_3^{-1}$ Ом <sup>-1</sup>	$R(T_{wh}) =$ $= \sqrt{(T_{wh})} - 1$	$R(T_{wb}) =$ $= \sqrt{(T_{wb})} - 1$
1	4908	3149	5316,9	4140,7	3257,2	339,7	2926,7	0,0415	7894,5	6000,0
2	4840	3133	5295,9	4124,4	3244,4	258,2	2917,5	0,0332	7894,5	6000,0
3	4890	3155	5297,3	4125,4	3245,2	286,6	2922,5	0,0358	7894,5	6000,0
4	4921	3112	5330,9	4151,7	3298,6	$\infty$	2885,0	0,0495	7894,5	6000,0
5	4785	3107	5183,5	4077,4	3207,5	194,7	2843,0	0,000	7894,0	6000,0

К сожалению, в прямых (недифференциальных) вариантах ИП с ЧМ-выходным сигналом [87, 110] собственная температурная нестабильность генератора и его нестабильность при изменениях напряжения питания довольно велики и столь тщательная настройка двухполюсников, как в приведенном примере, оказывается зачастую малодоцелесообразной. Значительно больший интерес представляют дифференциальные варианты ИП, где выходной сигнал представлен как разность либо отношение частот двух схемно-идентичных генераторов: измерительного генератора с термозависимым двухполюсником в качестве первичного преобразователя (в дальнейшем — информационный генератор) и измерительного генератора, где вместо термозависимого двухполюсника включен постоянный резистор (в дальнейшем — опорный генератор).

Если выходной сигнал представлен как разность

$$N = f_n - f_o, \quad (2.54)$$

то очевидно, что при изменениях температуры генераторов  $t_r$  изменения выходного сигнала составят

$$\partial N / \partial t_r = \partial f_n / \partial t_r - \partial f_o / \partial t_r, \quad (2.55)$$

где  $f_n$  и  $f_o$  — соответственно частоты информационного (и) и опорного (о) генераторов.

Температура  $t_r$  в измерительных устройствах, как правило, не совпадает с температурой ППТР и практически остается неизвестной. Если конструкция узла ИП выполнена таким образом, что температура обоих генераторов изменяется одинаково, а их температурные коэффициенты частоты (ТКЧ) близки друг другу, то результирующее влияние температуры  $t_r$  на характеристики ИП оказывается незначительным.

Аналогичным образом компенсируется влияние изменений напряжения питания.

В дифференциальных ИП с разностным выходным сигналом рассмотренный выше метод линеаризации может использоваться без каких-либо видоизменений. При этом, однако, чувствительность преобразования уменьшается не менее чем в 2 раза, как и при линеаризации характеристики  $R(t)$ .

Действительно, в упрощенном варианте схемы на рис. 2.7 а, когда  $R_1 \rightarrow \infty$  и  $R_3 \rightarrow \infty$ , что обеспечивает максимальную чувствительность преобразования, значение проводимости  $\gamma_2 = 1/R_2$  в соответствии с условием (2.52) окажется равным

$$\gamma_2 = (B + 2T_{\text{вп}}) \gamma_{\text{тн}} / (B - 2T_{\text{вп}}),$$

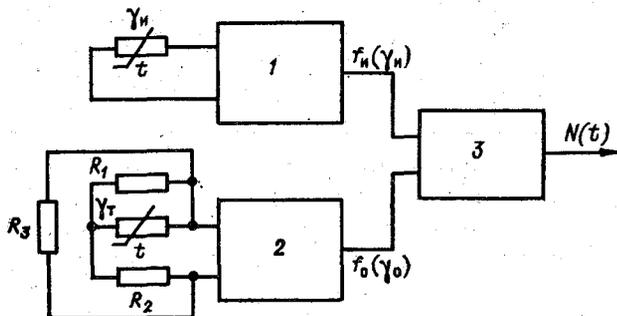


Рис. 2.10. Схема дифференциального ИП с ЧМ-выходным сигналом.

1 — измерительный информационный генератор; 2 — измерительный опорный генератор; 3 — операционный блок.

а коэффициент преобразования двухполюсника при  $T_w = T_{\text{вп}}$ :

$$\frac{1}{\gamma(t)} \frac{d\gamma(t)}{dt} \Big|_{T_w = T_{\text{вп}}} = \left(0,5 - \frac{T_{\text{вп}}}{B}\right) \frac{1}{\gamma_{\text{тн}}} \left(\frac{d\gamma_{\text{т}}}{dt}\right)_{\text{п}} \approx 0,4 \frac{1}{\gamma_{\text{тн}}} \left(\frac{d\gamma_{\text{т}}}{dt}\right)_{\text{п}}.$$

Обеспечение чувствительности, близкой к исходной чувствительности ППТР с учетом коэффициента преобразования генератора, в дифференциальных ИП с разностным выходным сигналом возможно в том случае, когда вместо постоянного резистора в опорном генераторе 2 (рис. 2.10) включен термозависимый двухполюсник с такой нелинейной характеристикой, что разность двух нелинейных функций  $f_{\text{н}}(t)$  и  $f_{\text{о}}(t)$  оказывается линейной с достаточно хорошим приближением.

Будем считать, что зависимость частоты генератора от проводимости элемента в частотно-задающей цепи может быть аппроксимирована выражением

$$f = f_1 [1 + k(\gamma - \gamma_1)], \quad (2.56)$$

где  $\gamma_1$  — проводимость элемента в начальной точке диапазона измерений;  $k$  — чувствительность преобразования; для упрощения примем  $k = \text{const}$ .

Тогда выходной сигнал преобразователя в целом, получаемый на выходе операционного блока 3, будет формироваться в соответствии с выражением

$$N(t) = f_{и1} [1 + k_{и} (\gamma_{и} - \gamma_{и1})] - f_{о1} [1 + k_{о} (\gamma_{о} - \gamma_{о1})]. \quad (2.57)$$

Здесь индексы относятся к информационному 1 (и) и опорному 2 (о) генераторам.

Очевидно, линейность функции  $N(t)$  может быть обеспечена только при условии

$$f_{и1} k_{и} d^2 \gamma_{и} / dt^2 = f_{о1} k_{о} d^2 \gamma_{о} / dt^2. \quad (2.58)$$

Естественно, любые вариации  $f_1$  и  $k$  при полной идентичности характеристик  $\gamma_{и}$  и  $\gamma_{о}$  не дают практически реализуемого решения, поскольку в таком случае  $\dot{N}(t)$  становится равным const. С учетом этого интегрирование условия (2.58) при требуемой аппроксимации зависимости (2.57) функцией

$$N(t) = N_0 + \beta (t - t_1) \quad (2.59)$$

и начальном значении

$$N_0 = f_{и1} - f_{о1}$$

приведет к решению

$$\gamma_0 = \frac{f_{и1} k_{и}}{f_{о1} k_{о}} \gamma_{и} - \frac{\beta}{f_{о1} k_{о}} t + \frac{\beta t_1 + k_{о} f_{о1} \gamma_{о1} - k_{и} f_{и1} \gamma_{и1}}{f_{о1} k_{о}}, \quad (2.60)$$

где  $\beta$  — постоянный коэффициент;  $t_1$  — значение температуры ( $^{\circ}\text{C}$ ) в начальной точке диапазона измерений;  $N_0$  — значение  $N(t)$  при  $t = t_1$ .

Синтез характеристики вида (2.60) оказывается возможным при параллельном соединении ППТР и постоянного резистора, причем полной идентичности синтезируемой и требуемой характеристик добиться нереально. Будем считать достаточно хорошим приближением совпадение значений обеих характеристик в трех точках рабочего диапазона измерений, т. е.

$$\begin{aligned} \gamma_d |_{t=t_1} &= \gamma_0 |_{t=t_1}, \\ \gamma_d |_{t=t_{п}} &= \gamma_0 |_{t=t_{п}}, \\ \gamma_d |_{t=t_2} &= \gamma_0 |_{t=t_2}, \end{aligned} \quad (2.61)$$

где  $\gamma_d = \gamma_t + 1/R_1$  — проводимость двухполюсника, содержащего параллельно включенные ППТР с проводимостью  $\gamma_t$ , и постоянный резистор с сопротивлением  $R_1$ ;  $t_{п} = 0,5 (t_1 + t_2)$  — температура середины диапазона измерений.

В соответствии с поставленными условиями получим систему уравнений:

$$\begin{cases} \gamma_{t1} + \frac{1}{R_1} = \gamma_{o1}, \\ \gamma_{tп} + \frac{1}{R_1} = \frac{f_{н1}k_n}{f_{o1}k_o} \gamma_{нн} - \frac{\beta t_{п}}{f_{o1}k_o} + \frac{k_o f_{o1} \gamma_{o1} - k_n f_{н1} \gamma_{н1} + \beta t_1}{f_{o1}k_o}, \\ \gamma_{t2} + \frac{1}{R_1} = \frac{f_{н1}k_n}{f_{o1}k_o} \gamma_{н2} - \frac{\beta t_2}{f_{o1}k_o} + \frac{k_n f_{o1} \gamma_{o1} - k_n f_{н1} \gamma_{н1} + \beta t_1}{f_{o1}k_o}, \end{cases} \quad (2.62)$$

где  $\gamma_{t1}$ ,  $\gamma_{tп}$  и  $\gamma_{t2}$  — проводимости ППТР в соответствующих точках диапазона измерений.

Между  $\gamma_{t1}$ ,  $\gamma_{tп}$  и  $\gamma_{t2}$  с помощью основного уравнения ППТР можно установить следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \gamma_{tп} &= \gamma_{t1} \exp [B_d ((T_{п} - T_1)/T_1 T_{п})], \\ \gamma_{t2} &= \gamma_{t1} \exp [B_d (T_2 - T_1)/(T_1 T_2)], \end{aligned} \quad (2.63)$$

где  $B_d$  — значение константы  $B$  у ППТР в двухполюснике.

Отсюда найдем

$$\gamma_{tп} = \gamma_{t1} (\gamma_{t2}/\gamma_{t1})^{(T_{п}-T_1)T_2/[(T_2-T_1)T_{п}]}. \quad (2.64)$$

Тогда система (2.62) сводится к трем простым уравнениям с тремя неизвестными  $\gamma_{t1}$ ,  $\gamma_{t2}$  и  $R_1$ . Путем несложных преобразований находим

$$\gamma_{t1}^{T_1/(2T_{п})} (\gamma_{t1} + \theta - \gamma_{o1})^{T_2/(2T_{п})} - \gamma_{t1} = \varphi - \gamma_{o1}, \quad (2.65)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi &= \frac{f_{н1}k_n}{f_{o1}k_o} \gamma_{нн} - \frac{\beta t_{п}}{f_{o1}k_o} + \frac{k_o f_{o1} \gamma_{o1} - k_n f_{н1} \gamma_{н1} + \beta t_1}{k_o f_{o1}}, \\ \theta &= \frac{f_{н1}k_n}{f_{o1}k_o} \gamma_{н2} - \frac{\beta t_2}{k_o f_{o1}} + \frac{k_o f_{o1} \gamma_{o1} - k_n f_{н1} \gamma_{н1} + \beta t_1}{k_o f_{o1}}, \end{aligned}$$

Уравнение (2.65) может быть разрешено относительно  $\gamma_{t1}$  с помощью приближенных приемов. В частности, если воспользоваться тем, что отношения  $T_1/T_{п}$  и  $T_2/T_{п}$  в рабочем диапазоне измерений, например 273—293 К, близки к единице, то можно получить:

$$\begin{aligned} \gamma_{t1} &\approx (\varphi - \gamma_{o1})^2 / [(\theta - \gamma_{o1}) - 2(\varphi - \gamma_{o1})], \\ \gamma_{t2} &\approx \gamma_{t1} + \theta - \gamma_{o1}, \\ R_1 &\approx (\gamma_{o1} - \gamma_{t1})^{-1}. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Как показывают расчеты [116], погрешность оценок  $\gamma_t$  и  $R_1$  из-за использованного приближения не превышает 1,5 % в диапазоне 273—293 К, тем самым она легко может быть скорректирована при настройке ИП.

Важным достоинством рассмотренного дифференциального способа линеаризации является возможность получения резуль-

тирующей чувствительности, близкой к чувствительности нелинеаризованного преобразователя. Покажем это для рассмотренного случая, когда в опорном генераторе применен простейший двухполюсник (параллельно соединенные ППТР и постоянный резистор).

В соответствии с выражениями (2.57), (2.59) и (2.61)

$$\beta = \frac{k_{иf_{и1}}}{T - T_1} \left\{ \gamma_{и1} \exp [B_{и}(T - T_1)/(T_1 T)] - \frac{1}{R_1} - \gamma_{т1} \exp [B_{д}(T - T_1)/(T_1 T)] \right\} \quad (2.67)$$

при  $k_{оf_{о1}} = k_{иf_{и1}}$  и  $\gamma_{и1} = \gamma_{о1}$ .

Разложим в выражении (2.67) каждую экспоненту в степенной ряд. Ограничившись квадратичными членами разложения, можно записать

$$\beta \approx \frac{k_{иf_{и1}}}{T - T_1} \left[ \gamma_{и1} + \frac{B_{и}\gamma_{и1}(T - T_1)}{T_1 T} + \frac{B_{и}^2\gamma_{и1}(T - T_1)^2}{2T_1^2 T^2} - \frac{1}{R_1} - \gamma_{т1} - \frac{B_{д}\gamma_{т1}(T - T_1)}{T_1 T} - \frac{B_{д}^2\gamma_{т1}(T - T_1)^2}{2T_1^2 T^2} \right], \quad (2.68)$$

где  $B_{и}$  — значение константы  $B$  у ППТР в информационном генераторе.

Так как поставлено условие  $\gamma_{и1} = \gamma_{о1}$ , то  $\gamma_{и1} = R_1^{-1} + \gamma_{т1}$  и выражение (2.68) принимает вид

$$\beta \approx k_{иf_{и1}} \left[ \frac{B_{и}\gamma_{и1}}{T_1 T} + \frac{B_{и}^2\gamma_{и1}(T - T_1)}{2T_1^2 T^2} - \frac{B_{д}\gamma_{т1}}{T_1 T} - \frac{B_{д}^2\gamma_{т1}(T - T_1)}{2T_1^2 T^2} \right]. \quad (2.69)$$

Следствие того что на выражение (2.69) наложено условие (2.59), то для оценки величины  $\beta$  примем  $T = T_1$ . В соответствии с этим получим

$$\beta \approx k_{иf_{и1}} \left( \frac{d\gamma_{и1}}{dt} \Big|_{T=T_1} - \frac{d\gamma_{т1}}{dt} \Big|_{T=T_1} \right).$$

Таким образом, значение чувствительности линеаризованного дифференциального ИП пропорционально разности наклонов касательных в точке  $T = T_1$  к кривым  $\gamma_{и1}(t)$  и  $\gamma_{т1}(t)$ . Поскольку существующие технические возможности позволяют получить

$$\frac{d\gamma_{т1}}{dt} \Big|_{T=T_1} \ll \frac{d\gamma_{и1}}{dt} \Big|_{T=T_1},$$

то чувствительность линеаризованного ИП близка к чувствительности нелинеаризованного в начальной точке диапазона измерений.

В дифференциальных ИП, у которых выходной сигнал представлен в виде отношения частот информационного и опорного генераторов

$$N(t) = L f_n / f_o, \quad (2.70)$$

где  $L$  — постоянный коэффициент, появляется важное преимущество по сравнению с ИП с разностным выходным сигналом [4]. Сущность его заключается в следующем.

В схемно-идентичных генераторах равенство приращений частот в выражении (2.55) за счет влияния  $t_r$  либо изменений напряжения питания на практике обеспечивается с довольно большими трудностями, особенно при существенно различных  $f_n$  и  $f_o$ . Близость  $f_n$  и  $f_o$  в подобных устройствах нецелесообразна из-за явления «захвата частот», причем ширина полосы захвата может достигать нескольких процентов [113]. Кроме того,  $f_n$  есть функция от  $t$ , а значит, различия между  $f_n$  и  $f_o$  могут быть весьма существенными. Значительно легче обеспечивается равенство относительных приращений

$$\Delta f_n / f_n \approx \Delta f_o / f_o = m.$$

Но в таком случае в дифференциальных ИП с разностным выходным сигналом

$$N(t) = (f_n + \Delta f_n) - (f_o + \Delta f_o) = (f_n - f_o)(1 + m),$$

т. е. возникает мультипликативная составляющая погрешности. В случае же, когда на выходе ИП производится формирование сигнала по алгоритму (2.70)

$$N(t) = L (f_n + \Delta f_n) / (f_o + \Delta f_o) = L f_n / f_o,$$

мультипликативная составляющая отсутствует.

При более общем рассмотрении [114], например при изменении температуры генераторов  $t_r$ :

$$\frac{1}{N(t)} \frac{\partial N(t)}{\partial t_r} = \frac{1}{f_n} \frac{\partial f_n}{\partial t_r} - \frac{1}{f_o} \frac{\partial f_o}{\partial t_r}. \quad (2.71)$$

Рассмотрим возможность линеаризации характеристик ЧМ-преобразователей с выходным сигналом вида (2.70) при условии, что  $f_n$  и  $f_o$  одновременно являются некоторыми нелинейными функциями температуры. Очевидно, зависимость  $N(t)$  окажется линейной, если

$$d^2 N(t) / dt^2 = 0 \quad (2.72)$$

при всех значениях  $t$ , что в свою очередь приводит к условию

$$f_o f_n \frac{d^2 f_o}{dt^2} + 2 f_o \frac{df_o}{dt} \frac{df_n}{dt} - 2 f_n \left( \frac{df_o}{dt} \right)^2 - f_o^2 \frac{d^2 f_n}{dt^2} = 0. \quad (2.73)$$

Путем замены переменной

$$f_o = \exp \left( \int z dt \right)$$

можно привести уравнение (2.73) к виду

$$\frac{dz}{dt} - z^2 + \frac{2z}{f_n} \frac{df_n}{dt} - \frac{1}{f_n} \frac{d^2 f_n}{dt^2} = 0, \quad (2.74)$$

который известен как уравнение Риккати и точно интегрируется лишь в некоторых специальных случаях. Рассмотрим возможность получения решения в случае линейной зависимости значений  $f_n$  и  $f_o$  от соответствующих значений проводимости термозависимых элементов в частотно-задающих цепях генераторов:

$$\begin{aligned} f_n &= f_{n1} [1 + k_n (\gamma_n - \gamma_{n1})], \\ f_o &= f_{o1} [1 + k_o (\gamma_o - \gamma_{o1})]. \end{aligned} \quad (2.75)$$

Поскольку в рассматриваемом ИП наиболее целесообразно применение идентичных генераторов [4], то естественно задать дополнительные условия

$$k_n = k_o = k, \quad f_{n1} = f_{o1} = f_1. \quad (2.76)$$

В этом случае уравнение (2.73) несложным путем преобразуется в следующее:

$$\frac{d^2 \gamma_o}{dt^2} + \frac{2\beta}{N(t)} \frac{d\gamma_o}{dt} - \frac{L}{N(t)} \frac{d^2 \gamma_n}{dt^2} = 0, \quad (2.77)$$

где  $\beta = dN(t)/dt = \text{const}$  в соответствии с поставленным условием линейности  $N(t)$ ;

$$\frac{\beta}{N(t)} = \frac{1}{f_n} \frac{df_n}{dt} - \frac{1}{f_o} \frac{df_o}{dt}$$

— в соответствии с выражением (2.70).

Общее решение уравнения (2.77) при условиях (2.75) и (2.76) получается следующим:

$$\gamma_o = \frac{L}{N(t)} \gamma_n - \frac{L}{N(t)} \left( \gamma_{n1} - \frac{1}{k} \right) + \gamma_{o1} - \frac{1}{k}. \quad (2.78)$$

Термозависимую цепь в опорном генераторе целесообразно синтезировать в виде четырехэлементного двухполюсника (см. рис. 2.10), содержащего ППТР с проводимостью  $\gamma_z$  и постоянные резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ .

Для определения  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  поставим условия совпадения значений синтезируемой и требуемой характеристик:

$$\gamma_o \begin{cases} t=t_1 \\ t=t_{II} \\ t=t_2 \end{cases} = \gamma_d \begin{cases} t=t_1 \\ t=t_{II} \\ t=t_2 \end{cases} \quad (2.79)$$

Поскольку проводимость  $\gamma_d$  определяется выражением (2.51), то условия (2.79) можно записать в виде следующей системы уравнений:

$$\frac{R_1\gamma_{t1} + 1}{R_1 + R_2 + R_1R_2\gamma_{t1}} + \frac{1}{R_3} = \gamma_{n1},$$

$$\frac{R_1\gamma_{t\pi} + 1}{R_1 + R_2 + R_1R_2\gamma_{t\pi}} + \frac{1}{R_3} = \frac{L}{N_{\pi}} \gamma_{n\pi} - \left(\frac{L}{N_{\pi}} - 1\right) \left(\gamma_{n1} - \frac{1}{k}\right),$$

$$\frac{R_1\gamma_{t2} + 1}{R_1 + R_2 + R_1R_2\gamma_{t2}} + \frac{1}{R_3} = \frac{L}{N_2} \gamma_{n2} - \left(\frac{L}{N_2} - 1\right) \left(\gamma_{n1} - \frac{1}{k}\right), \quad (2.80)$$

где  $t_{\pi} = 0,5 (t_1 + t_2)$ ;  $\gamma_{n1} = \gamma_{01}$ ;  $N_{\pi}$ ,  $N_2$  — значения сигнала  $N(t)$  соответственно при  $t = t_{\pi}$  и  $t = t_2$ ;  $\gamma_{t1}$ ,  $\gamma_{t\pi}$ ,  $\gamma_{t2}$  — значения проводимости ППТР в синтезируемом двухполоснике соответственно при  $t_1$ ,  $t_{\pi}$  и  $t_2$ .

Выполнив ряд несложных преобразований системы (2.80), в результате комбинирования подстановок получим:

$$\frac{1}{R_2} = \frac{(\gamma_{t\pi} - \gamma_{t1}) - \varphi (\gamma_{t2} - \gamma_{t1})}{\varphi - 1} \sqrt{\frac{\psi_1 (\theta_2 - \gamma_{n1})}{\gamma_{t2} - \gamma_{t1}}},$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{\gamma_{t2} - \psi_1 \gamma_{t1}}{\psi_1 - 1} - \frac{1}{R_2},$$

$$\frac{1}{R_3} = \gamma_{n1} - \frac{R_1\gamma_{t1} + 1}{R_1 + R_2 + R_1R_2\gamma_{t1}}, \quad (2.81)$$

где

$$\psi_1 = \frac{(\theta_{\pi} - \gamma_{n1}) (\gamma_{t2} - \gamma_{t\pi})}{(\theta_2 - \theta_{\pi}) (\gamma_{t\pi} - \gamma_{t1})},$$

$$\theta_{\pi} = \frac{L}{N_{\pi}} \gamma_{n\pi} - \left(\frac{L}{N_{\pi}} - 1\right) \left(\gamma_{n1} - \frac{1}{k}\right),$$

$$\theta_2 = \frac{L}{N_2} \gamma_{n2} - \left(\frac{L}{N_2} - 1\right) \left(\gamma_{n1} - \frac{1}{k}\right),$$

$$\varphi = \frac{(\theta_2 - \gamma_{n1}) (\gamma_{t\pi} - \gamma_{t1})}{(\theta_{\pi} - \gamma_{n1}) (\gamma_{t2} - \gamma_{t1})}.$$

Таким образом, задаваясь требуемой линейной характеристикой  $N(t)$  и параметрами используемых ППТР, которые желательно выбирать близкими, по формулам (2.81) можно рассчитать элементы двухполосника в задающей цепи опорного генератора.

В примере реализации рассмотренного способа (рис. 2.11) для диапазона измерений 8—28 °С при  $t_1 = 10$  °С,  $t_{\pi} = 19$  °С и  $t_2 = 28$  °С получен результирующий коэффициент преобразования  $\beta/L = 5$  %/К при  $L = 1000$ . Получение столь большого коэффициента в схемах с одним ППТР практически нереально. Однако при этом следует отметить, что получаемое значение результирующего коэффициента, естественно, всегда будет меньше коэффициента пре-

образования самого ППТР. Уменьшение коэффициента можно оценить с помощью зависимости

$$\beta/N(t) = k(d\gamma_n/dt - d\gamma_o/dt).$$

получаемой из выражений (2.70) и (2.75) с учетом условий (2.76). При  $t=t_1$

$$\beta = Lk \left( \frac{d\gamma_n}{dt} \Big|_{t=t_1} - \frac{d\gamma_o}{dt} \Big|_{t=t_1} \right).$$

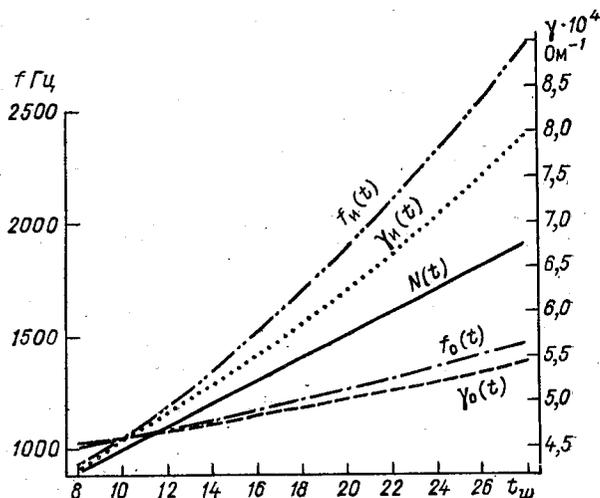


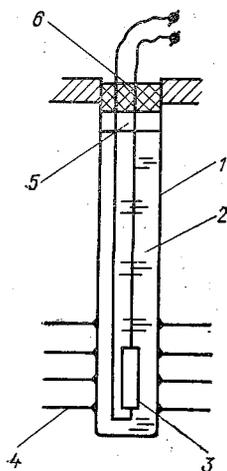
Рис. 2.11. Пример способа линеаризации в схеме преобразователя с отношением частот.

т. е. при прочих равных условиях ( $L = \text{const}$ ,  $k = \text{const}$ ) значение  $\beta$  близко к чувствительности нелинеаризованного преобразования в начальной точке рабочего диапазона ( $t = t_1$ ), но меньше его на значение задаваемой чувствительности опорного генератора, которая может быть очень малой, но все же отличной от нуля.

Таким образом, поликристаллические полупроводниковые терморезисторы, несмотря на свои исходные недостатки (нелинейность характеристик, технологический разброс констант, старение), после соответствующей коррекции могут с успехом использоваться как высокоточные измерительные преобразователи температуры.

**Конструкции ИП с ППТР.** Для измерений в морской воде, особенно в условиях значительных гидростатических давлений, терморезисторы помещают в защитный корпус. Во-первых, это связано с тем, что морская вода относится к агрессивным средам, а простые изолирующие покрытия у ППТР оказываются малоэффективными. При нарушении покрытий, естественно, возникает

шунтирование сопротивления ППТР, и градуировочные характеристики ИП резко изменяются. Во-вторых, у обычно применяемых ППТР существенную роль при измерениях на глубине начинает играть окружающее гидростатическое давление, приводящее к изменениям удельного сопротивления материала. Таким образом, роль защитного корпуса в основном сводится к устранению указанных эффектов.



Типичная конструкция ИП (рис. 2.12) содержит тонкостенную цилиндрическую оболочку 1 из металла с наружным гальваническим покрытием. Во внутреннюю полость оболочки залита диэлектрическая жидкость 2, обладающая высокой теплопроводностью например трансформаторное масло. Внутри жидкости помещается непосредственно терморезистор 3. Перед заливкой масла полость тщательно промывается, чтобы избежать электропроводящих добавок. Дело в том, что номинальные сопротивления обычно применяемых ППТР имеют порядок  $10^4$  Ом и при точных измерениях даже очень малые добавки к маслу могут привести к шунтированию

Рис. 2.12. Конструкция ИП с ППТР.

ППТР и искажениям получаемых характеристик по сравнению с расчетными.

В верхней части корпус ИП закрыт герметичной пробкой 6, а между пробкой и уровнем масла всегда оставляется воздушная

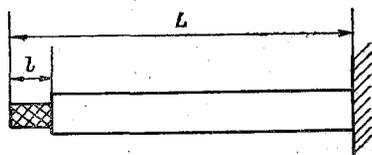


Рис. 2.13. Упрощенная модель ИП с ППТР.

прослойка 5, устраняющая влияние гидростатического давления на ППТР.

В некоторых конструкциях для улучшения динамических свойств ИП имеется специальный радиатор 4, выполненный в виде тонких колец, закрепленных на той части корпуса, где расположен ППТР. Наличие радиатора приводит к существенному возрастанию коэффициента рассеивания  $b$  ИП при незначительном увеличении общей теплоемкости  $H_T$ . В силу соотношения  $\tau_e = H_T/b$  это приводит к уменьшению постоянной времени  $\tau_e$ .

Если ИП используется не самостоятельно, а подсоединен к массивному корпусу прибора, то весьма важное значение приобретает

влияние температуры корпуса,— как правило, она отличается от измеряемых значений температуры воды, например, из-за выделения тепла при функционировании электронных схем прибора.

В работе [84] с целью приближенной оценки этого влияния типичная конструкция ИП представлена в виде эквивалентной модели, состоящей из рабочего тела и металлического стержня. Длина рабочего тела соответствует длине  $l$  типичного ППТР (рис. 2.13), например типа СТ1-19 МА, а длина стержня — участку  $L-l$ . Погрешность  $\Delta_K$  от влияния корпуса оценивается следующим выражением (в наших обозначениях).

$$\Delta_K = \left| \frac{t_n - t_w}{t_K - t_w} \right| = \left[ l \sqrt{\frac{\alpha_1 S_1}{\lambda_1 V_1}} \operatorname{ch} \sqrt{\frac{\alpha_2 S_2}{\lambda_2 V_2}} (L - l) \right]^{-1}, \quad (2.82)$$

где  $t_n$  — температура рабочего тела, искаженная влиянием корпуса;  $t_K$  — температура корпуса;  $t_w$  — температура воды;  $\alpha$  — коэффициент теплоотдачи поверхности;  $\lambda$  — коэффициент теплопроводности;  $S$  — поверхность теплообмена;  $V$  — объем. Индексы 1 и 2 относятся соответственно к рабочему телу и к стержню.

Оценка длины «выноса» рабочего участка с ППТР, т. е.  $L-l$ , сделанная для конструкции ИП с терморезистором СТ1-19 МА, составляет 5—10 мм при  $\Delta_K = 10^{-4}$  [84].

Для такой же модели ИП может быть сделана оценка мощности рассеяния, обеспечивающей перегрев ППТР, не превышающий заданное значение  $\theta_a$ . Как следует из формулы (2.5), эта мощность может быть легко вычислена, если для данной конструкции ИП экспериментально определен коэффициент рассеивания  $b$ . Решение же, предлагаемое в работе [84], позволяет теоретически оценить  $P_a$  при неизвестном  $b$

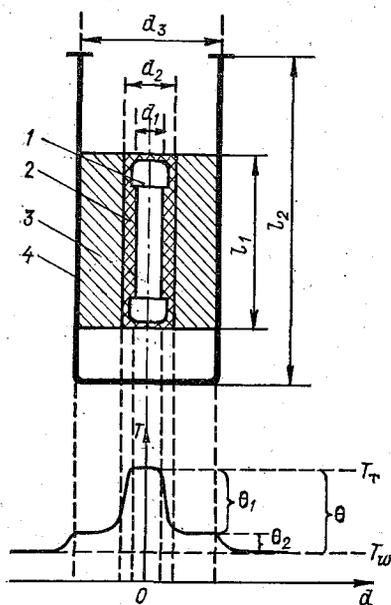
$$P_a = \alpha_1 S_1 \theta_a \left[ 1 - \operatorname{th} \sqrt{\frac{\alpha_1 S_1}{\lambda_1 V_1}} l / \left( \sqrt{\frac{\alpha_1 S_1}{\lambda_1 V_1}} l \right) \right]^{-1}. \quad (2.83)$$

Для ППТР типа СТ1-19 МА, помещенного в защитный корпус, оценка  $P_a$  при  $\theta_a \approx 0,01$  К составляет 0,5 мВт.

Здесь следует отметить, что для ППТР в защитном корпусе перегрев  $\theta$  сам по себе особой опасности не представляет: ведь если он известен, то может быть учтен при градуировке преобразователя, лишь бы значение  $\theta$  оставалось постоянным. Однако в реальных условиях эксплуатации обеспечить постоянство  $\theta$  весьма трудно, поскольку изменяются условия теплообмена, в частности из-за изменений скорости обтекания. Между тем у ИП с перегревом имеются определенные преимущества, например возможность использовать повышенное напряжение питания, что обуславливает более высокую разрешающую способность и снижает требования к последующим узлам измерительной схемы.

При соответствующем выборе элементов корпуса конструкция ИП с перегревом при изменчивости теплообмена оказывается

вполне реальной [85]. Сущность такого выбора состоит в следующем. Если рассматривать теплообмен терморезистора 1 (рис. 2.14) с окружающей водой через многослойную среду, содержащую изолирующую прокладку 2, наполнитель 3 и металлический корпус 4, то необходимо учитывать не только среднюю теплопроводность этой среды и теплообмен корпуса с окружающей



водой, но и различия в теплопроводности сред и тепловые сопротивления границ между средами. При учете этих параметров характер распределения температуры в радиальном направлении  $d$  оказывается ступенчатым. При задаваемом перегреве  $\theta$  наиболее целесообразно создавать наибольший перепад  $\theta$  внутри корпуса, в частности в слое  $(d_2 - d_1)$ , т. е. прокладка должна обладать малой теплопроводностью. В противоположность этому теплопроводность наполнителя должна быть близкой к теплопроводности

Рис. 2.14. Конструкция ИП с перегревом.

корпуса — это обеспечивает малое значение градиента  $\partial T / \partial a$ . В результате получается, что изменчивость теплообмена, например, из-за скорости обтекания ИП сказывается лишь на  $\theta_2$ , значение которого существенно меньше  $\theta_1$ .

При поставленных условиях наполнитель целесообразно делать из металла. Для этой цели удобны легкоплавкие вещества например сплав Вуда. Естественно, при этом значительно ухудшается защита ППТР от внешнего гидростатического давления поэтому подобные конструкции возможно использовать лишь для измерений в верхних слоях моря.

## 2.2. Пьезокварцевые преобразователи

Пьезокварцевые пластины, вырезанные из кристалла под определенными углами по отношению к кристаллографическим осям обычно используются в качестве высокочастотных резонаторов в различных электронных устройствах со стабилизацией частоты. Ориентация имеет весьма важное значение как для возможности возбуждения требуемого типа колебаний, так и для снижения

(либо повышения) влияния дестабилизирующих факторов, в частности, температуры, на значение резонансной частоты.

Обычно ориентация пластины обозначается сочетанием букв  $x, y, z, l, b, s$  и значений углов, указанных после дробной черты (рис. 2.15). Например,  $yxzl/+β$ . Первые две буквы указывают начальную ориентацию среза относительно осей кристалла. В приведенном примере параллельно оси  $y$  кристалла расположена ось пластины, нормальная к ее наибольшей поверхности, а парал-

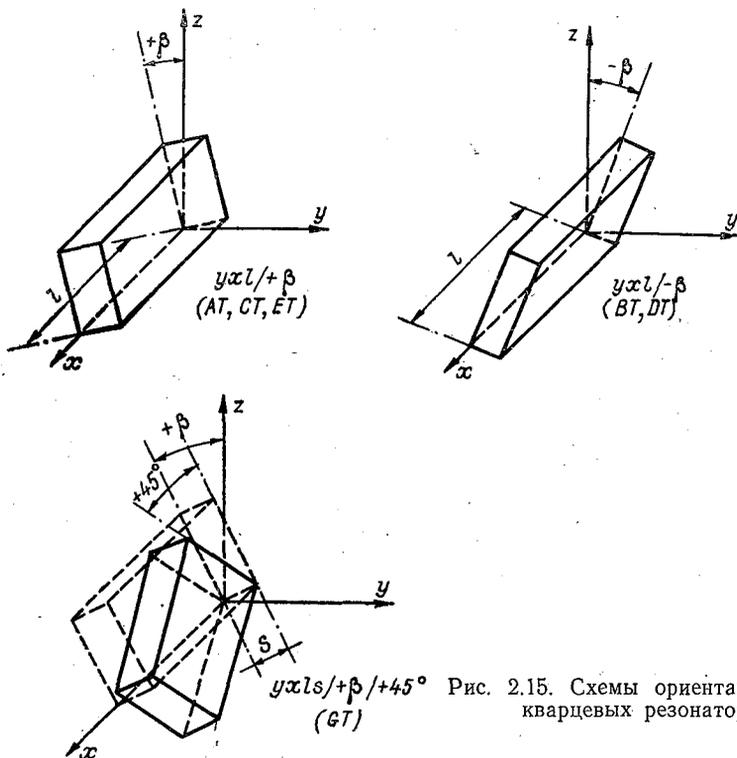


Рис. 2.15. Схемы ориентации пьезокварцевых резонаторов.

льно оси  $x$  — наиболее длинная сторона. После букв начальной ориентации указывается, относительно какого ребра пластины произведен поворот на угол, записанный после дробной черты, причем буквой  $l$  обозначают длину пластины,  $b$  — ширину,  $s$  — толщину [79]. Если производится несколько поворотов, то они называются последовательно, например:  $yxzls/+β/+45°$  (на угол  $+β$  произведен поворот относительно длинного ребра  $l$ , а на угол  $+45°$  относительно наименьшего ребра — по толщине  $s$ ). Угол читается положительным при повороте против часовой стрелки.

Одной из наиболее важных характеристик пьезокварцевых резонаторов является температурно-частотная характеристика (ТЧХ), показывающая влияние изменений температуры окружающей среды на частоту резонансных колебаний. ТЧХ зависит от

ориентации среза. Наименьшими температурными коэффициентами частоты (ТКЧ) в области примерно 20—25 °С обладают, как правило, «косые» срезы (одно- и двухповоротные). ТКЧ наиболее исследованных срезов такого типа приведены на рис. 2.16 (обозначения  $AT$ ,  $BT$ ,  $GT$  и т. д. соответствуют  $yx\ell/+\beta$ ,  $yx\ell/-\beta$  и  $yx\ell/+\beta/+45^\circ$ ). Буквами  $A$ ,  $B$ ,  $G$  и т. д. обозначается тип возбуждаемых колебаний, а буквой  $T$  — термостабильность среза.

Наиболее распространены резонаторы  $AT$ -среза, у которых возбуждаются колебания сдвига по толщине. Значение угла поворота относительно  $l$  для  $AT$ -среза равно  $+35^\circ$ . В широком диапазоне температуры (рис. 2.16) зависимость частоты от температуры практически отсутствует.

При углах поворота, отличных от  $+35^\circ$ , температурный коэффициент частоты для срезов типа  $yx\ell/\pm\beta$  может принимать как

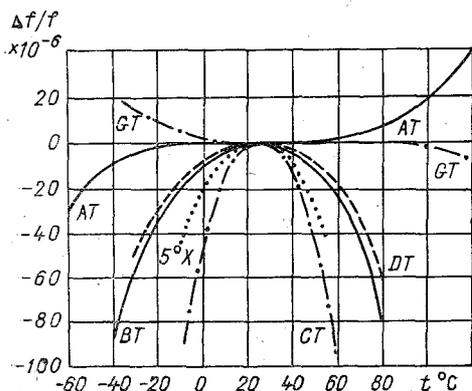


Рис. 2.16. ТКЧ пьезокварцевых резонаторов различных срезов.

положительные, так и отрицательные значения. Экстремальные значения отмечаются при углах поворота  $+5$  и  $+70^\circ$  и близки к  $10^{-4} \text{ K}^{-1}$ , однако срез  $yx\ell/+70^\circ$  большого интереса не представляет, поскольку возбуждение в нем колебаний сдвига по толщине чрезвычайно трудно [73].

ТКЧ порядка  $10^{-4} \text{ K}^{-1}$  практически является максимально достижимой величиной как для одноповоротных, так и для двухповоротных срезов [94].

Срез  $yx\ell/+5^\circ$  (иногда обозначаемый  $Y^{+5^\circ}$ -срез) получил широкое распространение при конструировании высокоточных преобразователей температуры [62, 104]. Иногда используется не повернутый  $Y$ -срез ( $yx\ell/0^\circ$ ). Его преимущество состоит в том, что характер возбуждаемых колебаний является чисто сдвиговым, в то время как у  $Y^{+5}$ -среза дополнительно возбуждаются колебания растяжения—сжатия.

Важное значение при выборе среза имеет нелинейность характеристики преобразования температура—частота. Типичная нелинейность термочувствительных срезов монотонна, не имеет перегибов и экстремумов. В частности, для резонаторов  $Y$ -среза зависимость частоты от температуры может быть представлена выражением [79]

$$f = f_0 [1 + 92,5 \cdot 10^{-6} (t - t_0) + 57,5 \cdot 10^{-9} (t - t_0)^2 + 5,8 \cdot 10^{-12} (t - t_0)^3].$$

Фирмой «Хьюлетт—Паккард» [150] был выявлен термочувствительный срез, названный *LC*-срезом (linear coefficient). Его ТКЧ имеет постоянное значение в широком температурном диапазоне и близок к  $48 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ , т. е. всего лишь в два раза меньше ТКЧ  $Y+5^\circ$ -среза. Известны также варианты *LC*-среза ориентации  $yxbl/11^\circ 10'/9^\circ 24'$  [160] с линейной ТЧХ и значением ТКЧ примерно  $33,8 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ , а также ориентации  $yxbl/10^\circ 54'/9^\circ 45'$  [73] с характеристиками, близкими предыдущим.

Для реализации высоких метрологических качеств, свойственных кварцевым термопреобразователям, их добротность как резонаторов должна быть порядка  $10^6$ — $10^8$  [79]. Получить столь вы-

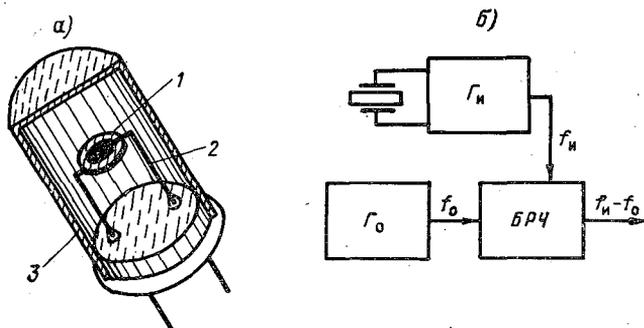


Рис. 2.17. Пьезокварцевый преобразователь температуры.

а — конструкция, б — блок-схема.

сокие значения можно лишь в случае, когда преобразователь находится в газовой среде либо вообще вакуумирован. Однако это в свою очередь обуславливает значительное ослабление теплообмена со средой, особенно при измерениях в воде. В результате получается следующее. Может быть достигнута основная статическая погрешность кварцевых преобразователей  $\pm (10^{-4} - 10^{-6}) \text{ K}$  [62, 94, 104, 150], однако при измерениях в динамическом режиме общая погрешность существенно возрастает из-за больших значений постоянной времени (в некоторых конструкциях до 30—40 с [62, 79]). Это практически исключает возможность их использования в режиме зондирования либо в режиме буксировки за судном.

Тем не менее в некоторых конструкциях (например, [62, 104, 109, 164]) благодаря использованию резонаторов малых размеров и некоторым дополнительным мерам удалось понизить значение постоянной времени до 5—6 с. Это уже позволяет проектировать зондирующие и буксируемые устройства для измерений в море.

Типичная конструкция современного малоинерционного пьезокварцевого преобразователя представляет собой герметичный цилиндрический корпус 3 (рис. 2.17 а), внутри которого на токоподводящих стойках 2 укреплена линза резонатора 1. Корпус герметичен и заполнен гелием либо ксеноном, обладающими наиболее

высокой теплопроводностью. Частоты обычно используемых резонаторов 5 МГц (СССР) либо 18 МГц («Хьюлетт—Паккард») при термочувствительности соответственно 175—185 и 1000 Гц/К [79, 104]. Поскольку получаемая девиация частоты невелика, в измерительных устройствах применяются преимущественно дифференциальные схемы (рис. 2.17 б). Преобразователь как частотоподающий элемент включается в схему информационного генератора  $\Gamma_n$ , из частоты которого  $f_n$  в блоке измерения разности частот БРЧ вычитается частота  $f_0$ , формируемая опорным генератором  $\Gamma_0$ . Низкочастотный выходной сигнал  $(f_n - f_0)$  подается в линию связи.

Стремление улучшить динамические свойства преобразователей привело к некоторым конструкциям, где резонатор выполнен в виде пластины (а не линзы), зажатой с двух сторон металлическими шлифованными электродами [62]. При этом один из электродов является одновременно герметизирующей крышкой корпуса преобразователя. В такой конструкции существенно улучшен тепловой обмен резонатора со средой, осуществляемый через металл электрода (бронза); однако при этом на несколько порядков снижается добротность, которая составляет примерно  $3 \cdot 10^4$ . Конечно, добротность сильно зависит от качества шлифовки поверхности электродов и резонатора и от степени прижима электродов. Все же получаемое значение  $3 \cdot 10^4$  может считаться весьма высоким, а разработанная в [62] конструкция — довольно обнадеживающей, хотя и не нашедшей пока широкого применения. По-видимому, все дело в том, что вопросы взаимодействия массивных шлифованных электродов и кварцевых резонаторов до сих пор остаются мало исследованными, хотя, как показывают экспериментальные результаты (например, [108]), потери энергии колебаний в подобных прижимах значительно меньше, чем можно было бы ожидать. Предполагается [108], что это связано с особенностями характера сухого трения при взаимодействии.

Описанный термочастотный преобразователь использовался в зондирующем устройстве [62] с предельной глубиной погружения 2000 м. Диапазон измеряемых значений температуры составлял  $-2 \dots +32^\circ\text{C}$  при статической погрешности преобразования не более  $\pm 0,5 \cdot 10^{-3}$  К. Погрешность градуировки преобразователя не превышала  $\pm 0,01$  К. Нелинейность характеристики была не более  $\pm 0,03$  К. Использовалась пластина среза  $yx1/+5^\circ$  с резонансной частотой 5 МГц при чувствительности 425 Гц/К.

Влияние гидростатического давления на преобразователь (тензoeffект) и приемы устранения этого влияния в работе [62] к сожалению, не рассматриваются.

Несмотря на высокие метрологические характеристики, кварцевые термопреобразователи еще не получили широкого распространения в океанологической измерительной технике. В какой-то мере, по-видимому, это связано с ограниченными динамическими свойствами, а также и с тем, что они довольно мало исследованы. Тем не менее перспективность их несомненна, особенно для усло-

вий, где изменчивость температуры во времени невелика, а требования к долговременной стабильности характеристики весьма высокие, например при автономных измерениях на буйковых станциях. Представляется также весьма интересным их использование при градуировке и метрологической аттестации других типов преобразователей температуры.

### 2.3. Термобатарейные преобразователи

Термобатарейные (в наиболее простом случае — термопарные) преобразователи нашли широкое применение в актинометрических приборах, используемых как на суше, так и в морских условиях (актинометры, балансомеры, альбедометры и др.). Для прямых измерений температуры они мало пригодны, однако несомненна перспективность их применения в экспериментальных исследованиях как в море, так и в приземном слое атмосферы: при измерении турбулентных пульсаций температуры, градиентов температуры по вертикали и т. д. Важное значение приобретают такие достоинства термобатарейных преобразователей, как формирование сигнала, непосредственно пропорционального разности температуры, высокая стабильность градуировочных характеристик, высокая чувствительность (при большом количестве термоспаев), отсутствие энергопотребления (сам преобразователь является источником напряжения), малые размеры чувствительной области, что обуславливает хорошие динамические свойства, и т. д.

Основой термобатарейных преобразователей является элементарная термопара — последовательное соединение двух спаев разнородных металлов. При различии температуры этих спаев на выходе термопары возникает ЭДС  $E_T$ , пропорциональная разности температуры:

$$E_T = m_i(T_1 - T_2) = m \Delta T, \quad (2.84)$$

где  $T_1$  и  $T_2$  — температура спаев;  $m$  — коэффициент, в самом общем случае зависящий в свою очередь от  $\Delta T$  и создающий нелинейность выражения (2.84), однако в узких диапазонах  $\Delta T$  для большинства реальных пар его значение может считаться постоянным с достаточно хорошим приближением.

Чувствительность элементарной термопары невелика, например, для пары хромель—копель составляет порядка 70 мкВ/К. Для ее существенного увеличения целесообразно конструировать преобразователи в виде последовательно соединенных однотипных термопар, что, собственно, и является типичной термобатареей. ЭДС термобатареи определяется выражением

$$E_6 = \sum_1^N E_{Ti} = Nm \Delta T, \quad (2.85)$$

где  $N$  — количество элементарных термопар.

Величины термоЭДС отдельных термопар имеют случайный разброс, связанный с различиями в составе используемых материалов, наличием внутренних деформаций, возникающих при изготовлении проволоки, неидентичностью самих спаев и т. д. В частности, для пар хромель—алюмель разброс может достигать  $\pm 2,5 \text{ \%}/\text{K}$ , хромель—копель —  $\pm 1,2 \text{ \%}/\text{K}$ , медь—копель —  $\pm 0,25 \text{ \%}/\text{K}$  [26].

Последовательное соединение термопар, имеющих индивидуальный разброс, в достаточно большую термобатарейку ( $N > 50$ ) позволяет существенно снизить этот недостаток. Действительно, при таком соединении производится формирование осредненной разности контактных ЭДС спаев. Как известно, погрешность среднего арифметического при нормальном законе распределения слу-

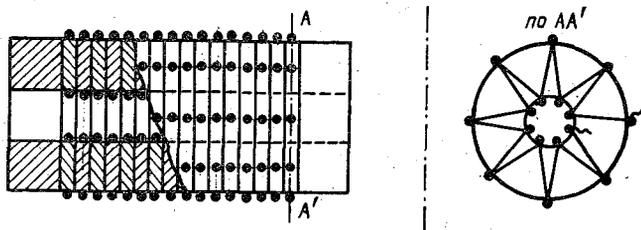


Рис. 2.18. Термобатарейный преобразователь пульсаций.

чайной величины в  $\sqrt{N}$  раз меньше погрешности отдельного результата. Это правило вполне применимо для оценки результирующего разброса изготавливаемых термобатарей, и следует ожидать, например, что у батарей из пар медь—копель разброс характеристик при  $N=50$  не будет превышать  $\pm 0,03 \text{ \%}/\text{K}$ .

При достаточно больших значениях  $N$  повышенная чувствительность преобразования создает возможность проведения измерений с разрешающей способностью до  $10^{-3} \text{ K}$  и более, что весьма важно при исследовании турбулентных пульсаций. Типичная конструкция термобатарейного преобразователя пульсаций представляет собой цилиндр (рис. 2.18), набранный из тонких электроизоляционных колец с пропиленными канавками. В канавках уложены отрезки проволок разнородных металлов. Сваренные между собой внутри и снаружи каждого кольца они образуют набор последовательно соединенных термопар. Изготовленные таким образом кольца скрепляются друг с другом, образуя цилиндр, при чем их выходы также соединяются последовательно. В результате получается многоспайная термобатарейка, все нечетные спаи которой, например, расположены снаружи цилиндра, а все четные — внутри него. Результирующая ЭДС преобразователя

$$E_{\Pi} = Nm (T_{\text{н}} - T_{\text{вн}}), \quad (2.86)$$

где  $T_n$  — температура наружных спаев;  $T_{вн}$  — температура внутренних спаев.

Если для внутренней полости преобразователя затруднен теплообмен с окружающей средой, например вследствие заливки теплоизолирующим материалом, то взаимосвязь между  $T_n$  и  $T_{вн}$  и температурой воды  $t_w(\tau)$  может быть выражена с использованием передаточных функций  $F_1(j\omega)$  и  $F_2(j\omega)$ :

$$\begin{aligned} T_n &= F_1(j\omega) \cdot t_w(\tau), \\ T_{вн} &= F_2(j\omega) \cdot t_w(\tau), \end{aligned} \quad (2.87)$$

где  $\omega$  — круговая частота пульсаций.

Результирующая же передаточная функция для выходного сигнала преобразователя, формируемого в соответствии с выражением

$$E_n = F(j\omega) \cdot Nmt_w(\tau),$$

будет соответственно равна разности передаточных функций для  $T_n$  и  $T_{вн}$

$$F(j\omega) = F_1(j\omega) - F_2(j\omega). \quad (2.88)$$

Если не учитывать взаимовлияние элементарных спаев друг на друга, то результирующие значения постоянных времени  $\tau_{e\Sigma}$  в передаточных функциях  $F_1(j\omega)$  и  $F_2(j\omega)$  окажутся близкими средним значениям из соответствующих совокупностей элементарных  $\tau_{ei}$ , но не их сумме, как может показаться на первый взгляд. Действительно, если оценивать  $\tau_{ei}$  как отношение теплоемкости спая  $H_i$  к его коэффициенту рассеяния  $b_i$  [14], то постоянная времени совокупности спаев

$$\tau_{e\Sigma} = \sum_1^N H_i / \sum_1^N b_i = \bar{\tau}_{ei} \approx \tau_{ei} \quad (2.89)$$

при приближенном равенстве всех  $H_i$  и  $b_i$ .

Тем самым, рассмотренная конструкция преобразователя обладает свойствами полосового фильтра для пульсаций температуры и имеет частоты срезов: в области нижних частот —  $\omega_n = \tau_{вн}^{-1}$ , в области верхних частот —  $\omega_{вн} = \tau_n^{-1}$ , при этом центральная частота  $\omega_c$ , при которой модуль передаточной функции  $|F(j\omega)|$  равен единице, будет соответствовать выражению

$$\omega_c = (\sqrt{\tau_n \tau_{вн}})^{-1},$$

где  $\tau_n$  и  $\tau_{вн}$  — постоянные времени наружного (н) и внутреннего (вн) спаев.

Естественно, это справедливо, если элементарные спаи представлены динамическими звеньями первого порядка (см. п. 1.1), что вполне оправдано для практических целей.

В реальной конструкции преобразователя целесообразно длину всего цилиндра задавать существенно превышающей длину

рабочей части. При этом оказывается возможным пренебречь теплообменом внутренних спаев в направлении оси цилиндра и тем самым обеспечить для них идентичные рабочие условия.

При использовании преобразователей для измерений в морской воде возникают определенные сложности с электроизоляцией наружных спаев. Эта изоляция должна быть сплошной и достаточно прочной, так как любое ее нарушение приведет к резкому изменению характеристик. Это обусловлено как появлением гальванических ЭДС в зоне контактов с водой (поскольку используются разнородные металлы), так и шунтированием отдельных участков преобразователя малым сопротивлением морской воды.

\* Весьма перспективным представляется использование термобатарейных преобразователей для градиентных измерений как в воде, так и в приводном слое атмосферы. В частности, непосредственное измерение градиентов температуры по вертикали весьма важно в задачах исследования турбулентных потоков тепла. Как известно (например, [51]), поток тепла в приводном слое атмосферы над морем определяется выражением

$$Q = -k_T \rho_B C_p dT/dz, \quad (2.90)$$

где  $k_T$  — коэффициент турбулентности;  $\rho_B$  — плотность воздуха;  $C_p$  — удельная теплоемкость воздуха при постоянном давлении.

Если в выражении (2.90) перейти к конечным приращениям, то

$$Q = k_1 \Delta T,$$

где  $k_1 = -k_T \rho_B C_p / \Delta z$ .

Считая известным и мало изменяющимся коэффициент  $k_1$ , можно определять значение  $Q$  непосредственно по результатам измерений разности  $\Delta T$ .

Типичная схема определения  $\Delta T$  заключается в раздельном измерении температуры на двух уровнях  $z_1$  и  $z_2$  и последующем вычислении разности. При этом относительная погрешность определения  $\Delta T$  оказывается значительно (в 20—30 раз) превышающей погрешность раздельных измерений и не имеет тенденции к уменьшению при уменьшении  $\Delta T$  [20].

Причина этого состоит в том, что при вычислениях разности двух измеренных значений их случайные погрешности суммируются [73] и соотносятся к вычисленной разности. При непосредственном измерении разности  $\Delta T$  такой ситуации не наблюдается.

Термобатарейные преобразователи, обеспечивая выходной сигнал, пропорциональный разности значений температуры двух спаев, как нельзя лучше подходят для подобной задачи, особенно при малых расстояниях между уровнями  $z_1$  и  $z_2$ . В таком случае преобразователь как бы «растягивается» по длине (рис. 2.19 а) и состоит из трех отрезков проводов, спаянных между собой на уровнях  $z_1$  и  $z_2$ , причем отрезки 4 и 5 являются однотипными, например медными, и отрезок 2, выполненный, например, из копеля образует с ними элементарные термоспаи 3 и 1. Чувствительности

такого устройства, естественно, оказывается весьма невысокой (50—60 мкВ/К). Однако при малых  $\Delta z$  нет каких-либо принципиальных препятствий для увеличения количества спаев на уровнях  $z_1$  и  $z_2$  с соответствующим возрастанием чувствительности (рис. 2.19 б).

В этих схемах истинное значение градиента  $\partial T(z, \tau)/\partial z$  заменяется конечно-разностной аппроксимацией вида

$$\partial T(z, \tau)/\partial z \approx - [T(z_1) - T(z_2)]/\Delta z. \quad (2.91)$$

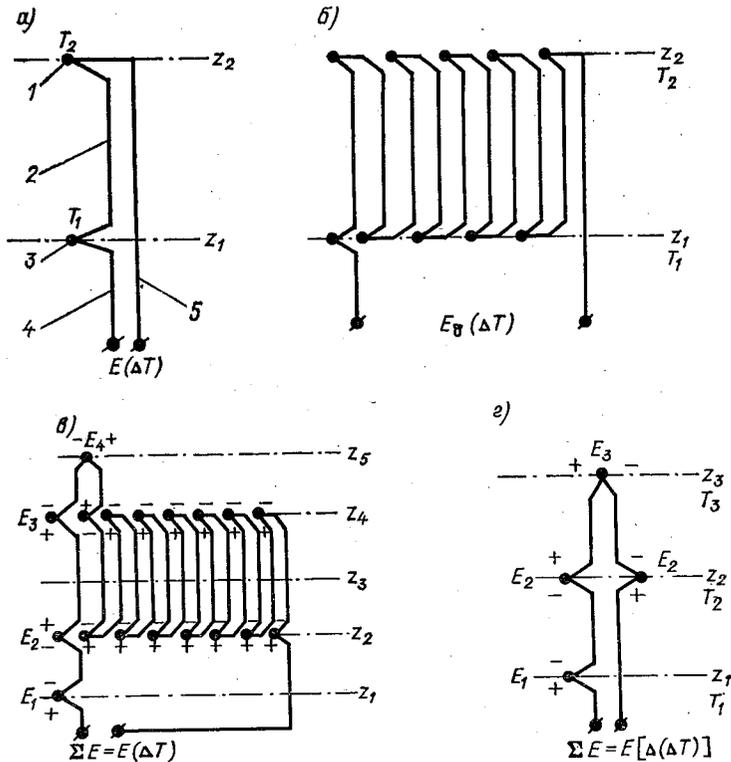


Рис. 2.19. Схемы расположения преобразователей при градиентных измерениях.

Несомненно, при этом возникает ошибка аппроксимации, пропорциональная  $\Delta z$  и величине остаточного члена разложения функции  $\partial T(z, \tau)/\partial z(z)$  в ряд [48]. Можно значительно уменьшить эту ошибку, используя, кроме первого, второй член разложения [48]. При этом становится необходимым использовать значение температуры на четырех уровнях. Выражение для градиента в таком случае будет следующим:

$$\frac{\partial T(z, \tau)}{\partial z} \Big|_{z=z_i} \approx - \frac{1}{12h} [T(z_{i-2}) - 8T(z_{i-1}) + 8T(z_{i+1}) - T(z_{i+2})], \quad (2.92)$$

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

Техническая реализация такой аппроксимации показана на рис. 2.19 в. Элементарные термоспаи расположены на уровнях  $z_1, z_2, z_4$  и  $z_5$  при задаче определения градиента на уровне  $z_3$ . Включение термоспаев выполнено таким образом, что суммирование контактных ЭДС приводит к выражению

$$\sum E = E_1 - 8E_2 + 8E_3 - E_4, \quad (2.93)$$

что соответствует сущности аппроксимации (2.92) и тем самым обеспечивает получение сигнала на выходе, однозначно связанного с более точным значением градиента.

В ряде задач взаимодействия океана и атмосферы [51] представляют большой интерес непосредственные измерения значений второй производной изменений температуры по вертикали  $\partial^2 T(z, \tau) / \partial z^2$ . В типичном случае для этого производят отдельные измерения температуры на трех уровнях  $z_1, z_2$  и  $z_3$ , а затем последовательно вычисляют разности  $\Delta T_1 = [T(z_1) - T(z_2)]$ ,  $\Delta T_2 = [T(z_2) - T(z_3)]$  и  $\Delta(\Delta T) = \Delta T_1 - \Delta T_2$ , соотнося их к соответствующим разностям уровней. Очевидно при этом, как и в предыдущем случае, относительная погрешность определений  $\Delta T_1$  и  $\Delta T_2$  значительно больше погрешностей отдельных измерений  $T$ . А погрешность определения  $\Delta(\Delta T)$  еще больше, чем  $\Delta T_1$  и  $\Delta T_2$ .

Использование термобатарейных преобразователей позволяет производить непосредственные измерения  $\Delta(\Delta T)$ , например, с помощью схемы, показанной на рис. 2.19 г. Последовательное суммирование отдельных ЭДС термоспаев в этой схеме приводит к выражению

$$\begin{aligned} \sum E = E_1(T_1) - E_2(T_2) + E_3(T_3) - E_2(T_2) = [E_1(T_1) - E_2(T_2)] - \\ - [E_2(T_2) - E_3(T_3)] = E(\Delta T_1) - E(\Delta T_2) = E[\Delta(\Delta T)]. \end{aligned} \quad (2.94)$$

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 [48]

$$\left. \frac{\partial^2 T(z, \tau)}{\partial z^2} \right|_{z=z_2} \approx -\frac{1}{\Delta z^2} [T(z_1) - 2T(z_2) + T(z_3)], \quad (2.95)$$

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:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial^2 T(z, \tau)}{\partial z^2} \right|_{z=z_2} \approx -\frac{1}{3\Delta z^2} [T(z_1) - 16T(z_{1,5}) + 30T(z_2) - \\ - 16T(z_{2,5}) + T(z_3)], \end{aligned} \quad (2.96)$$

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  $\Delta z$  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 следующая: 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  $z_1$ ,  $z_{1,5}$ ,  $z_2$ ,  $z_{2,5}$

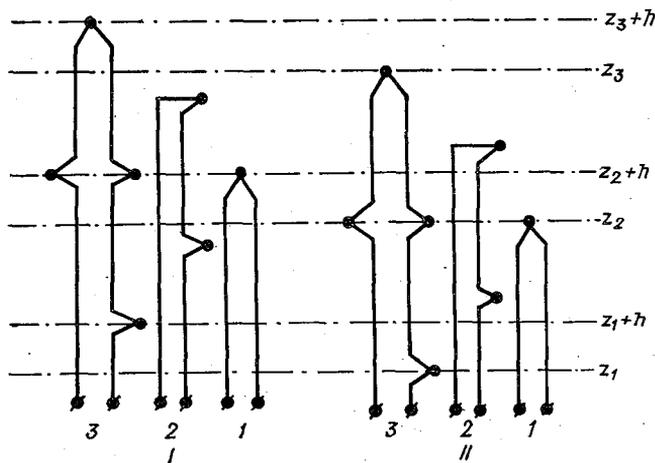


Рис. 2.20. Схема расположения преобразователей при измерениях коэффициента обмена.

и  $z_3$  (схема реализации не приводится ввиду ее слишком большого объема).

При исследованиях тепловых потоков в приводном слое атмосферы гипотеза о постоянстве коэффициента обмена  $k_T$  зачастую не оправдывается [51]. В таком случае уравнение теплопроводности для слоя квазипостоянства потоков записывают в виде

$$\frac{\partial T(z, \tau)}{\partial \tau} = \frac{\partial}{\partial z} \left( k_T \frac{\partial T(z, \tau)}{\partial z} \right)$$

или

$$\frac{\partial T(z, \tau)}{\partial \tau} = \frac{\partial k_T}{\partial z} \frac{\partial T(z, \tau)}{\partial z} + k_T \frac{\partial^2 T(z, \tau)}{\partial z^2}. \quad (2.97)$$

Используя сочетание рассмотренных выше схем термобатарейных преобразователей, можно производить косвенные измерения  $k_T$  и  $\partial k_T / \partial t$ . В частности, для этого достаточно установить по вертикали системы преобразователей I и II (рис. 2.20). Каждая из систем содержит преобразователь градиента 2, аппроксимированного выражением (2.91) и преобразователь второй производной 3,

аппроксимированной выражением (2.95). Системы I и II смещены по вертикали друг относительно друга на расстояние  $h$ . В результате для участка от  $z_1$  до  $(z_3+h)$  обеспечивается получение информации о четырех величинах, позволяющих при условии

$$\left. \frac{\partial T(z, \tau)}{\partial \tau} \right|_{z=z_2} = \left. \frac{\partial T(z, \tau)}{\partial \tau} \right|_{z=z_2+h} \quad (2.98)$$

замкнуть систему из двух уравнений типа (2.97). Тем самым решение этой системы позволяет определить для участка  $(z_2+h)$  значения  $k_T(z_2)$  и  $k_T(z_2+h)$  в предположении, что

$$\partial k_T / \partial z \approx [k_T(z_2+h) - k_T(z)]/h.$$

Дополнительная установка самостоятельных преобразователей температуры I (например, на основе ППТР) на уровне  $z_2$  и  $(z_2+h)$  дает возможность производить непрерывный контроль условия (2.98).

Кроме рассмотренных вариантов, термобатарейные преобразователи могут представлять значительный интерес для вертикального зондирования верхних слоев моря с целью выявления термических прослоек с аномалиями градиента, а также при исследованиях термоклина.

#### 2.4. Интегральные преобразователи температуры верхнего квазиоднородного слоя моря

В задачах взаимодействия океана и атмосферы температура верхнего квазиоднородного слоя (ВКС)  $T_{\text{ВКС}}$  является одним из важнейших параметров. При этом для использования в расчетных схемах зачастую берется не истинная температура ВКС а температура поверхностного слоя  $T_{\text{ПС}}$ . Это связано с тем, что определение  $T_{\text{ПС}}$  входит в состав стандартных гидрометеорологических наблюдений и намного проще определений  $T_{\text{ВКС}}$ , тем самым имеющийся объем информации о  $T_{\text{ПС}}$  значительно больше. Эквивалентность  $T_{\text{ПС}}$  и  $T_{\text{ВКС}}$  устанавливается из априорных соображений однородности ВКС. Однако такая однородность весьма условна и из-за различных причин, как физических, так и методических измеренные значения  $T_{\text{ПС}}$  могут отличаться от  $T_{\text{ВКС}}$  до 1—2 К. В результате предположение об их эквивалентности приводит к значительным ошибкам в оценках взаимодействия ВКС с атмосферой.

Более корректно определение  $T_{\text{ВКС}}$  путем осреднения дискретных значений температуры на горизонтах, располагающихся внутри ВКС. При этом дискретные измерения осуществляются либо с использованием глубоководных термометров, либо батитермографным зондированием на ходу судна, либо с помощью термоградиентных буксируемых устройств с ППТР в качестве измерительных преобразователей. Все эти методы, как правило, чрез

вычайно трудоемки. Кроме того, вследствие дискретизации наблюдений получаемые после обработки средние значения температуры слоя также могут отличаться от истинных  $T_{\text{ВКС}}$ , хотя и в меньшей степени, чем  $T_{\text{ПС}}$ .

Истинное же значение  $T_{\text{ВКС}}$  это не что иное, как значение интеграла

$$T_{\text{ВКС}} = \frac{1}{z_T} \int_0^{z_T} T(z) dz, \quad (2.99)$$

где  $z_T$  — глубина расположения термоклина;  $T(z)$  — функция распределения температуры  $T$  по глубине  $z$ .

По сравнению с рассмотренными методами намного более простым оказывается непосредственное определение  $T_{\text{ВКС}}$  по выражению (2.99), хотя для этого необходимы специальные типы преобразователей, которые целесообразно называть интегральными.

Принцип действия интегрального преобразователя температуры (ИПТ) состоит в следующем. Если в некотором слое воды,

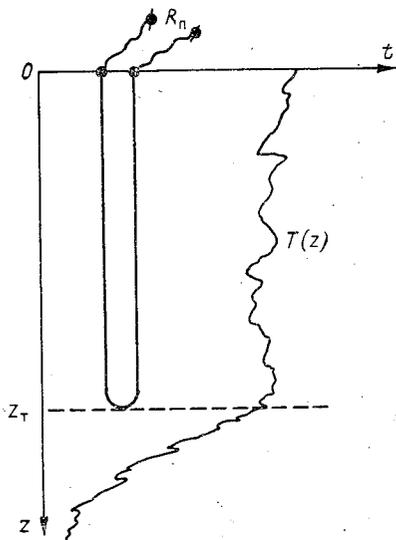


Рис. 2.21. Принцип действия ИПТ.

например, от 0 до  $z_T$  с произвольным профилем  $T(z)$  расположить петлю из изолированного медного провода (рис. 2.21) и измерять ее сопротивление, то можно считать, что

$$R_n = R_0 \left[ 1 + \alpha_m \left( z_T^{-1} \int_0^{z_T} T(z) dz - T_0 \right) \right], \quad (2.100)$$

где  $R_n$  — сопротивление петли;  $\alpha_m$  — температурный коэффициент сопротивления меди;  $R_0$  — сопротивление петли при температуре  $T_0$ .

Взаимосвязь (2.100) обусловлена тем, что при достаточно малом диаметре петли оказывается возможным пренебречь тепловыми потоками по проводу и считать, что температура каждого элементарного участка провода полностью соответствует температуре воды, окружающей этот участок.

Реальная конструкция интегрального преобразователя может быть выполнена в виде обычного морского кабеля (кабель-троса),

из жил которого две соединены вместе на нижнем конце [92]. При измерениях кабель буксируется за судном (рис. 2.22), причем заглубление нижнего конца на горизонт  $z_T$  осуществляется либо только за счет обтекаемого груза ( $a$ ) при достаточно большой длине кабеля  $L$ , либо путем использования гидродинамического заглубителя ( $b$ ).

Для варианта ( $a$ ) заглубление в 200 м при скорости судна 15—18 узлов обеспечивается при  $L \approx 3000$  м. При этом вариации глубины расположения нижнего конца не превышают  $\pm 7$  м. Однако следует заметить, что при таком способе измерений появляется некорректность в определении  $T_{ВКС}$ , поскольку в выражение (2.100)

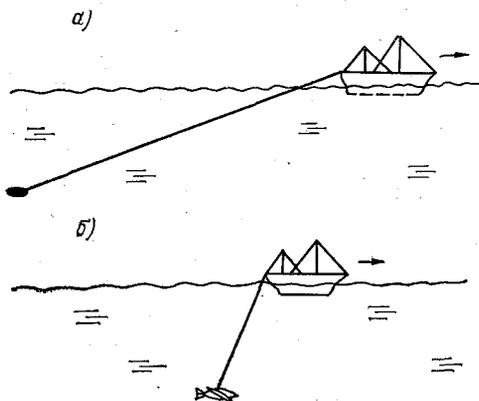


Рис. 2.22. Схемы буксируемых интегральных преобразователей температуры.

входит величина  $z_T$ , которая в реальных условиях сильно меняется, а при измерениях остается неизвестной. Тем самым измеряемая величина является просто интегральной температурой не которого слоя, в котором буксируется ИП, а не температурой ВКС.

В буксируемом комплексе «Шлейф» интегральный ИП дополнительно снабжен преобразователями локальной температуры на ее 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 самозначение  $T(z) = \text{const}$  равным  $T_{ис}$ , 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

$$T(z) = T_{ис} + k(z - z_T)^n. \quad (2.101)$$

В этом случае интегральная температура, регистрируемая ИП:

$$T_{\text{инт}} = \frac{1}{z_{\text{н}}} \left( T_{\text{пс}} z_{\text{т}} + \int_{z_{\text{т}}}^{z_{\text{н}}} [T_{\text{пс}} + k(z - z_{\text{т}})^n] dz \right) =$$

$$= T_{\text{пс}} + k(z_{\text{н}} - z_{\text{т}})^{n+1} / (n+1) z_{\text{н}}. \quad (2.102)$$

Располагая результатами измерения температуры на нижнем конце ИП ( $T_{\text{н}}$ ) и на некотором промежуточном горизонте ( $T_{\text{п}}$  при  $z_{\text{н}} > z_{\text{п}}$ ), можно записать:

$$T_{\text{н}} = T_{\text{пс}} + k(z_{\text{н}} - z_{\text{т}})^n,$$

$$\frac{T_{\text{н}} - T_{\text{п}}}{z_{\text{н}} - z_{\text{п}}} \approx \frac{dT(z)}{dz} \Big|_{z=z_{\text{н}}} = nk(z_{\text{н}} - z_{\text{т}})^{n-1}. \quad (2.103)$$

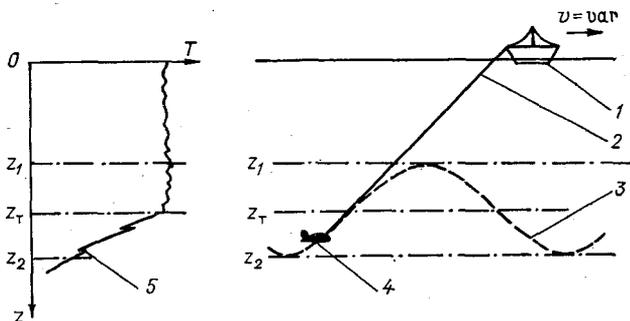


Рис. 2.23. Схема буксирования для одновременного определения температуры и толщины ВКС.

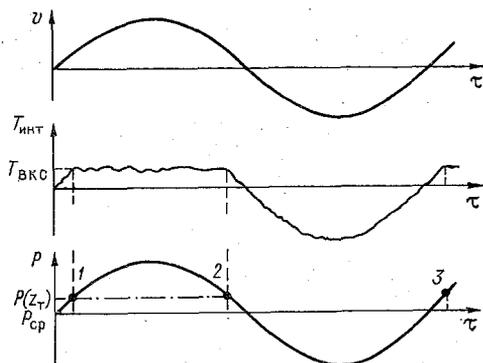
Совместным решением уравнений (2.102) и (2.103) определяются коэффициенты  $k$  и  $n$ , а также глубина  $z_{\text{т}}$ .

В результате может быть восстановлен вертикальный профиль температуры в слое  $0 - z_{\text{н}}$ . Однако из-за используемых предположений о характере изменчивости  $T(z)$  получаемые результаты оказываются весьма приближенными. Как и ранее,  $T_{\text{вкс}}$  считается равной  $T_{\text{пс}}$ , а дополнительной информацией является лишь значение  $z_{\text{т}}$ .

Значительно более перспективным является метод, позволяющий определять истинные значения  $T_{\text{вкс}}$  одновременно с  $z_{\text{т}}$  и основанный на использовании перемещаемых по вертикали интегральных ИП температуры. Устройство, реализующее такой метод, содержит, кроме интегрального ИП, буксируемого за судном, преобразователь гидростатического давления на нижнем конце ИП. При буксировании обеспечивают возможность периодических перемещений нижнего конца ИП для глубин от  $z_1$  до  $z_2$ , выбранных таким образом, что  $z_1 < z_{\text{т}} < z_2$ , причем наиболее целесообразно, чтобы  $z_{\text{т}} \approx 0,5(z_1 + z_2)$ .

В наиболее простом случае в устройстве, буксируемом исследовательским судном 1 (рис. 2.23), периодические перемещения

нижнего конца 4 интегрального преобразователя 2 между горизонтами  $z_1$  и  $z_2$  производится путем периодических изменений скорости буксирования. Перемещения происходят по кривой 3. В таком режиме интегральный ИП примерно половину периода находится в ВКС (от 0 до  $z_T$  по кривой 5) и в этот промежуток времени его  $T_{\text{инт}}$  изменяется очень мало. На непрерывной записи  $T_{\text{инт}}$  (рис. 2.24) 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 соот-

Рис. 2.24. Схема определения температуры и толщины ВКС по результатам записи.

ветствуют моментам пересечения нижним концом ИП глубины  $z_T$  (точки 1, 2, 3, ...). Снятые в эти моменты времени отсчеты  $T_{\text{инт}}$  будут в пределах инструментальной погрешности ИП соответствовать истинной  $T_{\text{ВКС}}$ , а отсчеты гидростатического давления по кривой записи  $P$  в эти же моменты времени (точки 1, 2, 3, ...) — глубине расположения термоклина  $z_T$ .

Изменения глубины погружения нижнего конца интегрального ИП могут обеспечиваться не только за счет изменения скорости буксирования, но и путем использования специальных технических устройств, например гидродинамического заглубителя (см. рис. 2.22 б), угол атаки которого периодически изменяется в требуемых пределах.

При реализации метода важное значение имеет правильный выбор периода перемещений нижнего конца ИП. Его целесообразно установить из следующих соображений.

Задачи измерений толщины и температуры ВКС состоят в изучении пространственной изменчивости этих характеристик по направлению движения судна. Одной из обобщающих характеристик изменчивости является функция спектральной плотности (пространственный спектр). Как и спектр случайного процесса (временной спектр), пространственный спектр уменьшается с уменьшением масштаба (аналога периода во временном спектре). Нелегко установить минимальный пространственный масштаб  $\Delta l$ , ниже которого значения спектральной плотности окажутся в пре-

делах погрешности расчетов. В такой ситуации с использованием теоремы Котельникова устанавливается предел возможной дискретности отсчетов:  $\Delta\tau \leq 0,5\tau_c$ , где  $\Delta\tau$  — дискретность,  $\tau_c$  — минимальный период случайной функции. При известном масштабе  $\Delta l$  величина  $\tau_c$  будет определяться отношением  $\Delta l/v_c$ , где  $v_c$  — средняя скорость судна.

Как показано выше, за один период перемещений производится два отсчета  $T_{вкс}$  и  $\tau_n$ . В таком случае  $\Delta\tau \approx 0,5\tau_n$ , т. е. половине требуемого периода перемещений  $\tau_n$ . В результате получим, что

$$\tau_n \leq \Delta l/v_c.$$

Минимум же возможного диапазона значений  $\tau_n$  целесообразно связать с постоянной времени  $\tau_e$  интегрального ИП. Нетрудно показать, что интегральный ИП рассматриваемого типа может быть представлен как динамическое звено первого порядка. Как известно, модуль передаточной характеристики такого звена определяется выражением

$$|F(j\omega)| = (\sqrt{1 + \omega^2\tau_e^2})^{-1},$$

где  $\omega = 2\pi/\tau_n$  — круговая частота изменчивости измеряемой величины.

Задаваясь уровнем пропускания  $|F(j\omega)| \approx 0,7$ , при котором сдвиг по фазе между выходным и входным сигналами не будет превышать четверти периода (а при таком сдвиге еще возможно выделить требуемые моменты перехода в характере записи), получаем нижнее условие для  $\tau_n$

$$\tau_n \geq 2\pi\tau_e.$$

В результате совмещенное условие для требуемого периода перемещений будет следующим:

$$2\pi\tau_e \leq \tau_n \leq \Delta l/v_c. \quad (2.104)$$

В настоящее время интегральные ИП температуры еще только начинают внедряться в практику океанологических экспериментов и их возможности значительно шире, чем рассмотрено здесь. Однако даже эти варианты использования показывают несомненную их перспективность.

## 2.5. Преобразователи турбулентных пульсаций температуры

При экспериментальных исследованиях турбулентности в натурных условиях важной задачей является выделение требуемой полосы спектра пульсаций, осуществляемое на практике чаще всего путем численной обработки данных, получаемых с помощью малоинерционных преобразователей [27]. Значительно реже используются прямые приборные методы выделения полосы, хотя их перспективность существенно выше.

Действительно, если широко известный факт уменьшения спектральной плотности с увеличением частоты пульсаций рассматривать применительно к техническим задачам, то становится очевидным, что с расширением диапазона частот, интересующего исследователей, необходимо все больше и больше повышать разрешающую способность измерительных устройств вплоть до предельных возможностей применяемых первичных преобразователей. Если при этом оставлять неизменным диапазон измерений (а без специальных приемов иначе сделать нельзя), то возникает чисто техническая трудность, связанная с тем, что повышение разрешающей способности, к сожалению, никак не обуславливает одновременное снижение погрешности. А ведь именно погрешность, а не разрешающая способность определяет в конечном счете качество информации. На практике отмеченная трудность обычно возникает вследствие необходимости использования выходных измерительных устройств либо промежуточных преобразователей с установленным классом точности. При этом их входной диапазон согласуется с диапазоном измерений, а класс точности определяет минимально возможное значение погрешности независимо от достигнутой в первичном преобразователе разрешающей способности.

Применяемые иногда нестандартные узлы аналогичного назначения, но класс точности которых не установлен, как правило, ничего не меняют, даже если они на первый взгляд имеют оригинальные технические решения, как, например, преобразователи в виде генераторов с фазовым сдвигом.

По-видимому, все же наиболее реальный путь расширения частотного диапазона с одновременным снижением погрешности состоит в использовании дифференциальных принципов как в варианте измерения непосредственно разности между информационным и опорным (с соответствующим классом точности) сигналами, так и в варианте измерения их отношения.

В этих случаях выходной сигнал представляется следующим образом:

$$\Delta F = F_{\text{и}} - F_{\text{о}} \quad \text{или} \quad F' = LF_{\text{и}}/F_{\text{о}},$$

а диапазон измерений

$$\Delta(\Delta F) = (\Delta F)_{\text{в}} - (\Delta F)_{\text{н}} \quad \text{или} \quad \Delta F' = (F_{\text{ив}} - F_{\text{ин}}) L/F_{\text{о}},$$

где индексы «в» и «н» относятся к значениям соответствующих величин на верхней и нижней границах диапазона, а индексы «и» и «о» соответственно к информационному и опорному сигналам, т. е. дифференциальный принцип практически сводится к уменьшению диапазона измерений. В простейшем варианте это реализуется разбивкой полного диапазона на узкие поддиапазоны путем установки постоянных отсчетных (опорных) уровней и согласованием каждого такого поддиапазона с входным диапазоном промежуточного преобразователя либо измерительного устройства.

В условиях большой изменчивости измеряемой величины и отсутствия автоматического переключения поддиапазонов появляются значительные трудности при эксплуатации подобных измерительных устройств. Применение же автоматики, хоть и облегчает процесс непосредственного проведения эксперимента, но не снижает трудности последующего анализа и обработки информации. По-видимому, более перспективным является путь, при котором отсчетные уровни не задаются постоянными, а устанавливаются динамическими [113], причем применительно к задаче измерения турбулентных пульсаций — отслеживающими «медленные», т. е. не превышающие некоторой заданной частоты, изменения измеряемой величины.

При измерениях пульсаций температуры такие условия

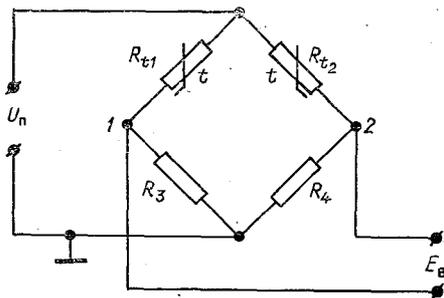


Рис. 2.25. Схема моста с полосовой передаточной функцией.

эквивалентны использованию двух преобразователей с выходными сигналами  $F_{\Pi}(t)$  и  $F_0(t)$  и с различными значениями постоянных времени  $\tau_{\text{ex}}$  и  $\tau_{\text{eo}}$ , причем  $\tau_{\text{eo}} \gg \tau_{\text{ex}}$ .

Рассмотрим в качестве типичного примера мост постоянного тока, в смежные плечи которого включены первичные преобразователи типа полупроводниковых терморезисторов ППТР с различными значениями  $\tau_e$  (рис. 2.25).

При использовании схемы в потенциальном варианте сигнал на выходе  $E_B$  определяется выражением

$$E_B = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = \frac{U_{\Pi} R_3}{R_{t1}(t) + R_3} - \frac{U_{\Pi} R_4}{R_{t2}(t) + R_4}, \quad (2.105)$$

где  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$  — потенциалы соответствующих точек (1 и 2) на схеме;  $U_{\Pi}$  — напряжение питания моста.

Зависимости  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$  могут быть линеаризованы путем преобразования каждой из них в кривую с точкой перегиба в середине диапазона измерений. Условия перегиба устанавливаются приравнением к нулю вторых производных:

$$\left. \frac{d^2 \varphi_1(t)}{dt^2} \right|_{t=t_c} = 0 \quad \text{и} \quad \left. \frac{d^2 \varphi_2(t)}{dt^2} \right|_{t=t_c} = 0,$$

что дает следующие решения:

$$R_3 = \frac{B_1 - 2T_c}{B_1 + 2T_c} (R_{t1})_c; \quad R_4 = \frac{B_2 - 2T_c}{B_2 + 2T_c} (R_{t2})_c, \quad (2.106)$$

где  $B_1$  и  $B_2$  — значения констант используемых ППТР;  $t_c$  и

$T_c = 273 + t_c$  — значения температуры в точке перегиба;  $(R_{t1})_c$  и  $(R_{t2})_c$  — значения сопротивлений ППТР в точке перегиба.

Пусть значение постоянной времени  $\tau_{e1}$  у терморезистора  $R_{t1}$  значительно меньше значения  $\tau_{e2}$  у  $R_{t2}$ . Тогда при переменной температуре среды  $t_w = \text{var} = t_w(\tau)$  функции  $\varphi_1(t, \tau)$  и  $\varphi_2(t, \tau)$  будут связаны с  $t_w(\tau)$  через передаточные характеристики  $F_1(j\omega)$  и  $F_2(j\omega)$ :

$$\begin{aligned}\varphi_1(t, \tau) &= k_1 F_1(j\omega) t_w(\tau) + c_1, \\ \varphi_2(t, \tau) &= k_2 F_2(j\omega) t_w(\tau) + c_2,\end{aligned}\quad (2.107)$$

где

$$\begin{aligned}F_1(j\omega) &= (1 + j\omega\tau_{e1})^{-1}, \\ F_2(j\omega) &= (1 + j\omega\tau_{e2})^{-1}\end{aligned}$$

$k_1$  и  $k_2$  — чувствительности каждой из ветвей моста;  $c_1$  и  $c_2$  — смещение нуля в каждой из ветвей.

Выходной сигнал мостовой схемы в случае, если  $k_1 = k_2 = k$  и  $c_1 = c_2 = c$ , что наиболее целесообразно, будет определяться выражением

$$E_B(t, \tau) = k [F_1(j\omega) - F_2(j\omega)] t_w(\tau) = \frac{\omega(\tau_{e2} - \tau_{e1}) k t_w(\tau)}{\omega(\tau_{e2} + \tau_{e1}) - j(1 - \omega^2 \tau_{e1} \tau_{e2})}.\quad (2.108)$$

Модуль передаточной характеристики для выходного сигнала

$$|F(j\omega)| = \frac{\omega(\tau_{e2} - \tau_{e1})}{\sqrt{1 + \omega^2(\tau_{e1}^2 + \tau_{e2}^2) + \omega^4 \tau_{e1}^2 \tau_{e2}^2}}.\quad (2.109)$$

Если входной сигнал вида  $k t_w(\tau)$  характеризуется спектральной плотностью  $S_w(\omega)$ , то спектральная плотность сигнала на выходе  $S_E(\omega)$  окажется равной

$$S_E(\omega) = |F(j\omega)|^2 S_w(\omega) = \frac{\omega^2(\tau_{e2} - \tau_{e1})^2 S_w(\omega)}{1 + \omega^2(\tau_{e1}^2 + \tau_{e2}^2) + \omega^4 \tau_{e1}^2 \tau_{e2}^2}.\quad (2.110)$$

При  $\omega = \tau_{e2}^{-1}$  в соответствии с выражением (2.110)

$$S_E(\omega) \Big|_{\omega = \tau_{e2}^{-1}} = 0,5 \left( 1 - \frac{2\tau_{e1}\tau_{e2}}{\tau_{e1}^2 + \tau_{e2}^2} \right) S_w(\omega).$$

Считая, что  $\tau_{e1} \ll \tau_{e2}$ , приближенно получаем:

$$S_E(\omega) \Big|_{\omega = \tau_{e2}^{-1}} \approx 0,5 S_w(\omega); \quad |F(j\omega)| \Big|_{\omega = \tau_{e2}^{-1}} \approx 0,7.$$

Аналогичные оценки для  $S_E(\omega)$  и  $|F(j\omega)|$  получаются также при  $\omega = \tau_{e1}^{-1}$ .

Максимум модуля передаточной характеристики обеспечивается равным единице при очевидном условии

$$\omega_c(\tau_{e2} - \tau_{e1}) = \sqrt{1 + \omega_c^2(\tau_{e1}^2 + \tau_{e2}^2) + \omega_c^4 \tau_{e1}^2 \tau_{e2}^2},$$

что приводит к решению

$$\omega_c = (\sqrt{\tau_{e1}\tau_{e2}})^{-1}.$$

Таким образом, рассмотренная схема использования двух ППТР в дифференциальном варианте включения обладает свойствами полосового фильтра с частотами срезов  $\omega_H = \tau_{e2}^{-1}$  и  $\omega_B = \tau_{e1}^{-1}$  и с центральной частотой  $\omega_c$ .

Заданные в анализе условия  $k_1 = k_2 = k$  и  $c_1 = c_2 = c$ , как уже отмечалось, наиболее целесообразны для практических целей. Однако в схеме моста, приведенной на рис. 2.25, эти условия реализуются с большими трудностями ввиду значительного технологического разброса характеристик ППТР. Учет разброса приводит

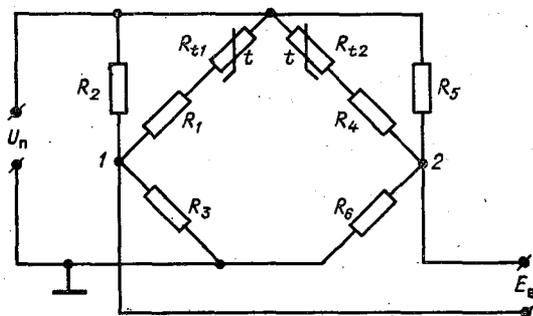


Рис. 2.26. Схема моста с коррекцией различий ППТР.

к необходимости модификации схемы моста, например в варианте, приведенном на рис. 2.26. Для этой схемы потенциалы точек 1 и 2 запишем в виде:

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= \frac{U_n R_3 R_{t1}(t) + U_n R_3 (R_1 + R_2)}{(R_2 + R_3) R_{t1}(t) + R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}, \\ \varphi_2(t) &= \frac{U_n R_6 R_{t2}(t) + U_n R_6 (R_4 + R_5)}{(R_5 + R_6) R_{t2}(t) + R_4 R_5 + R_4 R_6 + R_5 R_6}. \end{aligned} \quad (2.111)$$

Для зависимостей (2.111) сформулируем условия линеаризации функций  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$ , а также условия равенства чувствительностей и смещений нуля:

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) \Big|_{t=t_H} &= \varphi_2(t) \Big|_{t=t_H} = c, \\ \Delta\varphi_1(t)/(t_B - t_H) &= \Delta\varphi_2(t)/(t_B - t_H) = k, \\ \left. \frac{d^2\varphi_1(t)}{dt^2} \right|_{t=\frac{1}{2}(t_B + t_H)} &= 0, \\ \left. \frac{d^2\varphi_2(t)}{dt^2} \right|_{t=\frac{1}{2}(t_B + t_H)} &= 0, \end{aligned} \quad (2.112)$$

где  $t_{\text{н}}$  и  $t_{\text{в}}$  — соответственно нижнее и верхнее значения диапазона возможных изменений температуры;  $\Delta\varphi_1(t)$  и  $\Delta\varphi_2(t)$  — диапазоны изменений потенциалов.

Рассматривая условия (2.112) как систему уравнений, можно получить расчетные формулы:

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \frac{\alpha c \psi_1 (U_{\text{п}} - c) [(R_{t1})_{\text{н}} - (R_{t1})_{\text{в}}] + k \Delta t (U_{\text{п}} \psi_1 - \alpha c)}{\alpha c (U_{\text{п}} - c) [(R_{t1})_{\text{н}} - (R_{t1})_{\text{в}}] + U_{\text{п}} k \Delta t}, \\
 R_2 &= \frac{k \Delta t}{c [(R_{t1})_{\text{н}} - (R_{t1})_{\text{в}}]} + \psi_1 - R_1, \\
 R_3 &= \frac{R_2 (\psi_1 - R_1)}{R_1 + R_2 - \psi_1}, \\
 R_4 &= \left\{ \beta \psi_2 (U_{\text{п}} - c) + \frac{k \Delta t (U_{\text{п}} \psi_2 - \beta c)}{c [(R_{t2})_{\text{н}} - (R_{t2})_{\text{в}}]} \right\} \left\{ \beta (U_{\text{п}} - c) + \frac{U_{\text{п}} k \Delta t}{c [(R_{t2})_{\text{н}} - (R_{t2})_{\text{в}}]} \right\}, \\
 R_5 &= \frac{k \Delta t}{c [(R_{t2})_{\text{н}} - (R_{t2})_{\text{в}}]} + \psi_2 - R_4, \\
 R_6 &= \frac{R_5 (\psi_2 - R_4)}{R_4 + R_5 - \psi_2}, \tag{2.113}
 \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
 \psi_1 &= (B_1 - 2T_c) (R_{t1})_c / (B_1 + 2T_c); \quad \psi_2 = (B_2 - 2T_c) (R_{t2})_c / (B_2 + 2T_c); \\
 \alpha &= (R_{t1})_{\text{н}} + \psi_1; \quad \beta = (R_{t2})_{\text{н}} + \psi_2; \quad \Delta t = t_{\text{в}} - t_{\text{н}};
 \end{aligned}$$

$B_1$  — постоянная терморезистора  $R_{t1}$ ;  $B_2$  — постоянная терморезистора  $R_{t2}$ ;  $T_c = 273 + \frac{1}{2} (t_{\text{в}} + t_{\text{н}})$  — значение температуры в точке перегиба.

Индексы в, н и с означают, как и ранее, значения величин на верхней, нижней границах и в середине диапазона измерений.

Естественно, что в рассмотренных ИП с полосовой амплитудно-частотной характеристикой АЧХ в полной мере выявляются все преимущества дифференциальных схем. В частности, практически устраняется остаточная (знакопеременная в диапазоне от  $t_{\text{н}}$  до  $t_{\text{в}}$ ) нелинейность, а также другие виды систематических погрешностей, характерные для отдельных ветвей моста.

Результирующая же случайная погрешность возрастает при этом практически несущественно по сравнению с погрешностью в недифференциальном варианте, что непосредственно следует из правил суммирования некоррелируемых случайных величин. Однако основные преимущества дифференциального варианта с динамическим отсчетным уровнем все же заключаются не в этом, а в существенном уменьшении диапазона изменений  $\Delta E_{\text{в}}$  выходного сигнала мостовой схемы, что эквивалентно уменьшению ди-

апазона измерений. Действительно, после мостовой схемы в любом из возможных вариантов приборов необходимо измерение (либо дальнейшее преобразование) сигнала измерительной информации, представленного в виде напряжения постоянного тока. Для турбулиметра с полосовой АЧХ вида (2.109) одной из наиболее целесообразных представляется схема, приведенная на рис. 2.27. При реально обеспечиваемой чувствительности мостовой схемы  $k = 1,0$  мВ/К в схеме применен масштабный преобразователь У (усилитель) с входным диапазоном  $\pm 1$  мВ и классом точности 0,1 (например, серии Ф7024) и согласованный с его выходом аналого-цифровой преобразователь АЦП с классом точности 0,02 и длительностью процесса преобразования  $\approx 8$  мкс. Режим работы

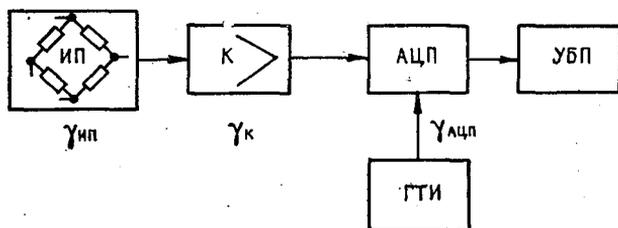


Рис. 2.27. Блок-схема устройства с полосовой АЧХ.

АЦП задает генератор тактовых импульсов ГТИ. Выход АЦП подключен к устройству быстрой печати УБП (например, типа Ш 6800 К со скоростью до 30 16-разрядных строк в секунду).

Будем считать, что ИП в виде мостовой схемы, показанной на рис. 2.26, реализует предельные возможности использованных терморезисторов (см. п. 1.2). В таком случае суммарная приведенная погрешность

$$\gamma_{\Sigma} = \sqrt{\gamma_{ип}^2 + \gamma_{у}^2 + \gamma_{ацп}^2} \approx \pm 0,1 \%$$

Естественно, нас больше интересует значение абсолютной погрешности  $\Delta_{\Sigma}$ . При  $\gamma_{\Sigma} = \pm 0,1 \%$  в диапазоне измерений пульсаций  $0-1^{\circ}\text{C}$  (при изменчивости среднего значения в пределах  $0-30^{\circ}\text{C}$ )  $\Delta_{\Sigma}$  окажется равной  $\pm 0,001^{\circ}\text{C}$ , т. е. близкой предельным возможностям использованных ППТР. А в недифференциальном варианте  $\Delta_{\Sigma}$  не может быть лучше чем  $\pm 0,03^{\circ}\text{C}$ , для такого же диапазона изменчивости среднего значения, причем при неучете остаточной нелинейности — не лучше  $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$ .

Аналогичные преимущества дифференциальных ИП проявляются также и в том случае, если выходной сигнал является функцией отношения информационного и опорного сигналов.

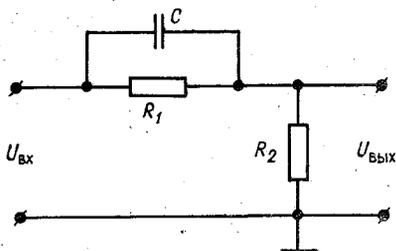
Стремление получить более полный объем информации о турбулентных пульсациях приводит к поиску возможностей существенного смещения верхнего предела АЧХ турбулиметров в еще

более высокочастотную область, чем та, что обеспечивается имеющимися ППТР. При этом находят применение методы искусственной коррекции динамических свойств ППТР. Из них наиболее эффективным представляется метод электрической коррекции [148].

Сущность этого метода состоит в том, что последовательно с преобразователем, который в данном случае должен иметь выходной сигнал в виде напряжения, включается RC-цепь с передаточной функцией по напряжению

$$F_K(j\omega) = (1 + j\omega\tau_K)/(K + j\omega\tau_K), \quad (2.114)$$

где  $K$  — значение коэффициента затухания при  $\omega=0$ ;  $\tau_K$  — постоянная времени цепи.



При указанном последовательном включении результирующая передаточная функция будет определяться произведением передаточных функций отдельных

Рис. 2.28. Пассивная корректирующая цепь.

звеньев (преобразователя и корректирующей цепи):

$$F(j\omega) = F_{\text{нп}}(j\omega) \cdot F_K(j\omega) = (1 + j\omega\tau_K)/[K(1 + j\omega\tau_e)(1 + j\omega\tau_K/K)], \quad (2.115)$$

где  $\tau_e$  — постоянная времени преобразователя.

Поскольку постоянная времени RC-цепи может быть задана, то наиболее целесообразно установить  $\tau_K = \tau_e$ . В этом случае

$$F(j\omega) = [K(1 + j\omega\tau_e/K)]^{-1}. \quad (2.116)$$

Таким образом, результирующая постоянная времени преобразователя с корректирующей RC-цепью оказывается уменьшенной в  $K$  раз по сравнению с исходной.

В схеме простейшей корректирующей цепи пассивного типа (рис. 2.28) коэффициент затухания в статическом режиме ( $\omega=0$ ) и соответственно ее коэффициент коррекции:

$$K = \left. \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \right|_{\omega=0} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

при поставленном выше условии оптимальной коррекции:  $\tau_e = \tau_K = R_1 C$ .

Естественно, что пассивное корректирующее звено одновременно с уменьшением результирующей постоянной времени приводит к ослаблению сигнала измерительной информации тоже в  $K$  раз. Компенсация этого недостатка возможна путем использования операционных усилителей ОУ с коэффициентом передачи, равным  $K$  (рис. 2.29).

Схема (а) является наиболее простой и при использовании известных стандартных ОУ с установленным классом точности (например, серии Ф7024) достаточно эффективной. В варианте (б) ОУ является частью цепи коррекции. Его коэффициент передачи в статическом режиме  $K_{п} = R_2/R_1$ , а передаточная функция всей корректирующей цепи

$$F_{к}(j\omega) = -K_{п}(1 + j\omega R_1 C). \quad (2.117)$$

Тем самым, такая цепь теоретически дает возможность полной коррекции динамических свойств преобразователя, поскольку при

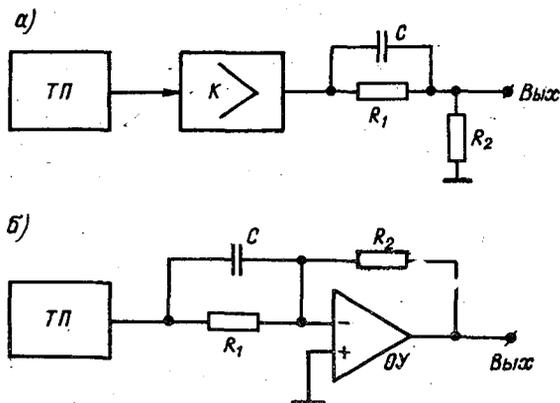


Рис. 2.29. Активные схемы последовательной коррекции.

равенстве  $R_1 C = \tau_e$  значение результирующей передаточной функции становится независимым от  $\omega$  и равным коэффициенту передачи в статическом режиме. При практической реализации схемы этот результат, к сожалению, не достигается из-за таких факторов, например, как варьирование  $\tau_e$  у ИП вследствие изменчивости характеристик теплообмена, однако эффективность коррекции все же оказывается довольно высокой. По данным работы [148], здесь возможно уменьшение результирующей постоянной времени не менее чем в 10 раз.

Рассмотрим отмеченное выше влияние различий между постоянными времени ИП и корректирующей цепи на результирующую передаточную функцию при условии, что коэффициент передачи всей цепи в статическом режиме равен единице. В соответствии с выражением (2.115) получим

$$F(j\omega) = \frac{1 + j\omega\tau_e \pm j\omega\Delta\tau}{(1 + j\omega\tau_e)(1 + j\omega(\tau_e \pm \Delta\tau)/K)} = \frac{1}{[1 + j\omega(\tau_e \pm \Delta\tau)/K]} \times \times \left[ 1 \pm \frac{j\omega\Delta\tau}{1 + j\omega\tau_e} \right] = F_{\text{опт}}(j\omega) \cdot F'(j\omega), \quad (2.118)$$

где  $F_{\text{опт}}(j\omega)$  — передаточная функция, соответствующая с достаточно хорошим приближением результирующей передаточной

функции при оптимальной настройке;  $F'(j\omega)$  — дополнительная передаточная функция, обусловленная различиями постоянных времени  $\Delta\tau$ .

Значение модуля дополнительной передаточной функции

$$|F'(j\omega)| = \sqrt{\left(1 \pm \frac{\omega^2 \tau_e \Delta\tau}{1 + \omega^2 \tau_e^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega \Delta\tau}{1 + \omega^2 \tau_e^2}\right)^2}. \quad (2.119)$$

В выражении (2.119) знак «+» в первой скобке соответствует случаю, когда постоянная времени цепи коррекции больше  $\tau_e$  на величину  $\Delta\tau$ . Очевидно, при этом значение функции  $|F'(j\omega)|$  при  $\omega \neq 0$  всегда больше единицы, и схема оказывается переэкспонированной. В противоположном случае  $|F'(j\omega)| < 1$  и схема недоэкспонирована.

В случае переэкспонированных преобразователей возникают довольно сложные искажения формы выходного сигнала, которые с трудом поддаются учету. В связи с этим наиболее целесообразно использование коррекции в варианте  $\tau_k < \tau_e$ , т. е. при ее искусственном занижении по сравнению с максимально возможной.

Для улучшения динамических свойств ИП температуры могут использоваться также некоторые

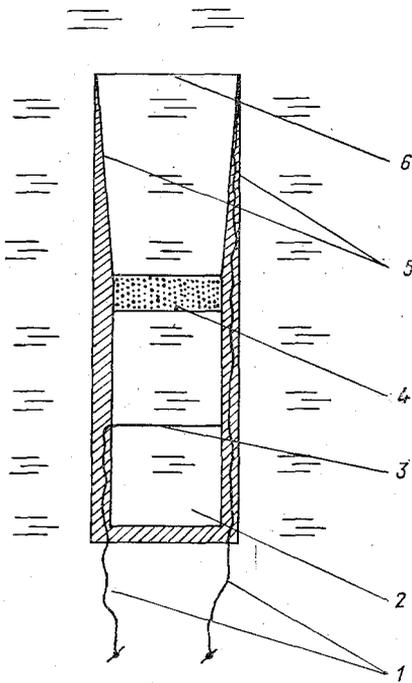


Рис. 2.30. Конструкция электрохимического преобразователя пульсаций.

конструктивные методы. Из них наиболее эффективным представляется метод [6], в котором ИП выполнен в виде электрохимического элемента. Действительно, основным препятствием для снижения постоянной времени в типичных ИП температуры (ПТР, ППТР) является слой электроизоляции, которая одновременно является и термоизоляцией. В преобразователе, предложенном в работе [6], такой слой вообще отсутствует и чувствительной областью в нем является зона контакта между ИП и морской водой.

Конструкция электрохимического преобразователя (рис. 2.30) содержит металлические электроды 3 и 6 в виде отрезка проволоки без изолирующего покрытия. Электрод 5 установлен в держателях 4, внутри одного из которых проложен провод линии

связи 1. Электрод 3 помещен в камеру 2, отделенную от исследуемой среды пористой перегородкой 4. Перегородка обеспечивает выравнивание электрохимических свойств воды внутри и снаружи камеры, одновременно позволяя создать замкнутую электрическую цепь. Разность потенциалов между электродами 3 и 6 определяется выражением

$$E = \Delta\varphi_0 + \alpha_x (t_n - t_b), \quad (2.120)$$

где  $\Delta\varphi_0$  — исходная разность потенциалов при  $t_n = t_b$ , обусловленная электрохимическими различиями электродов;  $t_n$  — значение температуры в зоне контакта наружного электрода с водой;  $t_b$  — значение температуры внутри камеры;  $\alpha_x$  — чувствительность.

Потенциал каждого электрода относительно воды обусловлен наличием двойного электрического слоя на границе металл—электролит и определяется в общем случае уравнением Нернста (см., например, п. 3.2). При одинаковом материале электродов и одинаковом составе электролита разность их потенциалов при равенстве температуры зон контакта близка к нулю. Из-за затрудненности обмена через пористую перегородку 4 температура внутри камеры соответствует «медленным» изменениям температуры окружающей воды. Температура же в зоне контакта наружного электрода отслеживает «быстрые» пульсации. В результате у преобразователя формируется, как и у вышерассмотренных дифференциальных ИП, полосовая амплитудно-частотная характеристика, но в отличие от них, с верхним пределом, существенно смещенным в высокочастотную область в результате отсутствия слоя термоизоляции на наружном электроде.

## Глава 3

### Преобразователи электрической проводимости морской воды

#### 3.1. Использование преобразователей электрической проводимости для определения солености

В настоящее время наиболее перспективным методом определения солености морской воды  $S$  является метод, основанный на измерении удельной электрической проводимости  $G_{ts}$  с одновременным измерением температуры  $t_w$ , а в условиях *in situ* — также и гидростатического давления  $P$  с последующим вычислением  $S$  по формулам. Принципиальной основой метода является установленная после длительных исследований взаимосвязь между соленостью  $S$  и так называемой относительной электрической проводимостью  $G_{15}$

$$S = A_1 + A_2 G_{15} + A_3 G_{15}^2 + A_4 G_{15}^3 + A_5 G_{15}^4 + A_6 G_{15}^5, \quad (3.1)$$

где  $A_1, A_2, \dots, A_6$  — эмпирические числовые коэффициенты.

Величина  $G_{15}$  представляет собой отношение удельной электрической проводимости данной пробы воды при температуре  $+15^\circ\text{C}$  и солёности  $S$  к удельной проводимости нормальной (копенгагенской) воды с солёностью 35 ‰ при температуре  $+15^\circ\text{C}$  и атмосферном давлении. Если измерения проводимости пробы производятся при температуре  $t_w$ , отличной от  $+15^\circ\text{C}$ , то значение  $G_{15}$  определяется по формуле

$$G_{15} = G_t + \Delta_{15}(t), \quad (3.2)$$

где  $G_t$  — значение относительной проводимости при температуре  $t_w$ ;  $\Delta_{15}(t)$  — поправка, определяемая в соответствии с дополнительной эмпирической зависимостью от разности  $(t_w - 15)$ .

Зависимости между удельной электрической проводимостью и температурой ( $G_{tS}(t)$ ), а также солёностью ( $G_{tS}(S)$ ) являются нелинейными (рис. 3.1). Аналогичной нелинейностью характеризуется зависимость  $G_{15}(S)$  (рис. 3.2). Для наглядной оценки характера нелинейности крайние точки кривых соединены штрихпунктирными линиями. Из приведенных данных следует, в частности, что в узких диапазонах изменчивости  $t_w$  и  $S$ , например при исследовании турбулентных пульсаций в условиях *in situ*, возможна аппроксимация соответствующих участков зависимостей линейными функциями, при этом дополнительные погрешности, вызываемые нелинейностью (см. п. 1.2), можно считать несущественными.

В ряде работ [93, 154, 173] рассматривалось влияние изменений концентрации основных солеобразующих компонентов на результаты определений  $S$  по  $G_{15}$ . Из приведенных в работе [93] результирующих оценок следует, что взаимосвязь (3.1) с принятыми в настоящее время значениями коэффициентов  $A_1, \dots, A_6$  может использоваться практически для преобладающего большинства вод, за исключением специфически прибрежных, вод внутренних морей и вод морских устьев рек. Наибольшее влияние на результаты определений  $S$  по  $G_{15}$  оказывает наблюдающаяся изменчивость концентрации  $\text{Na}_2\text{SO}_4$ , способная приводить к появлению абсолютной погрешности определения  $S$  порядка  $\pm 0,06$  ‰.

При измерениях удельной электрической проводимости в условиях *in situ* последующее вычисление  $S$  должно производиться с учетом влияния гидростатического давления  $P$ . Это влияние весьма существенно и в свою очередь зависит от температуры  $t_w$  и солёности  $S$  (рис. 3.3). Его учет может быть осуществлен с помощью следующего выражения [151]:

$$(r_{PtS} - 1) \cdot 100 = [g(t)f(P) + h(P)\gamma(t)][1 + l(t)m(S)], \quad (3.3)$$

где  $r_{PtS} = G_{PtS}/G_{0tS}$ ;  $G_{PtS}$  — измеренное значение удельной электрической проводимости при давлении  $P$ ;  $G_{0tS}$  — приведенное значение удельной электрической проводимости (к давлению 1000 гПа);  $g(t)$ ,  $f(P)$ ,  $h(P)$ ,  $\gamma(t)$ ,  $l(t)$  и  $m(S)$  — эмпирические функции от

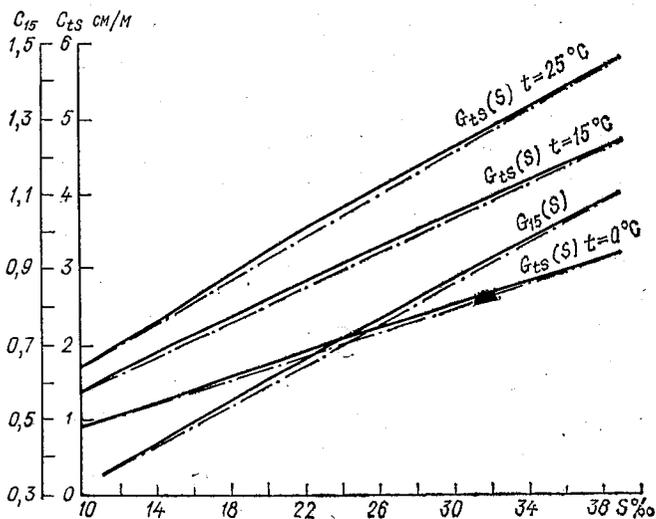


Рис. 3.1. Зависимости удельной и относительной электрической проводимости от солености воды при атмосферном давлении.

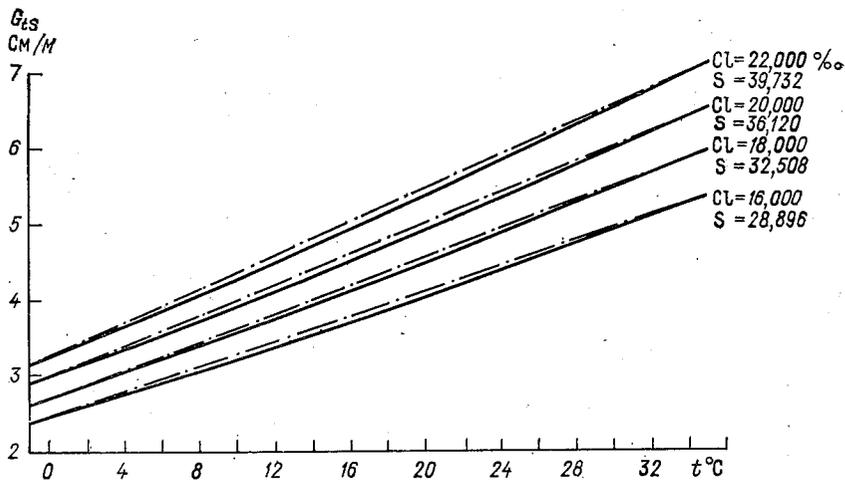


Рис. 3.2. Зависимость удельной электрической проводимости от температуры морской воды при атмосферном давлении.

соответствующих величин  $P$ ,  $t_w$  и  $S$ , выраженные в виде полиномов с числовыми коэффициентами.

Выражение (3.3) считается достаточно точным для диапазона температуры  $t_w$  от 0 до 25 °С, диапазона солености  $S$  от 31 до 39 ‰ и диапазона давления  $P$  от 0 до 10<sup>8</sup> Па. Получаемая погрешность пересчета не превышает ±0,008 ‰. Здесь следует подчеркнуть, что эта погрешность оценена для идеализированного

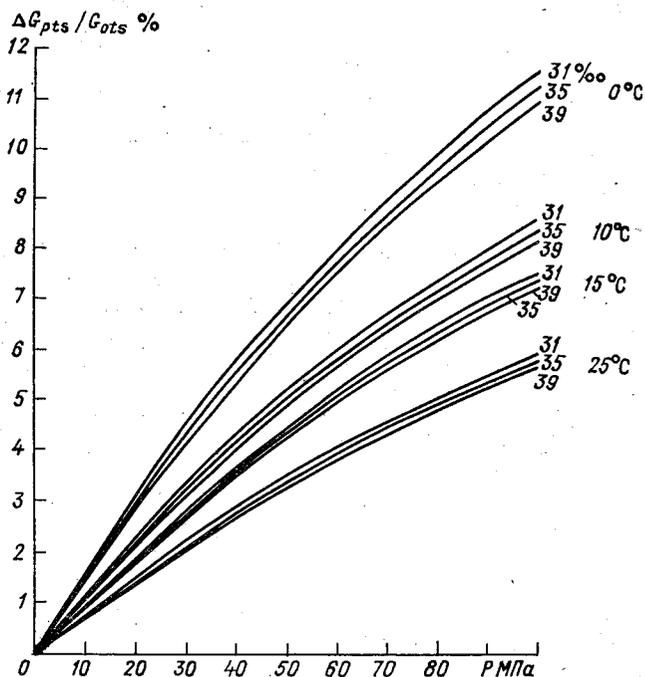


Рис. 3.3. Относительные изменения удельной электрической проводимости в зависимости от гидростатического давления.

случая, т. е. без учета реальных погрешностей измерения  $P$  и  $t_w$ . Если  $t_w$  измеряется с погрешностью ±0,02 К, возникает дополнительная погрешность пересчета, составляющая ≈ ±0,002 ‰. Аналогично дополнительная погрешность в ±0,002 ‰ соответствует погрешности измерений  $P$  в ±0,05 ‰. Это накладывает весьма жесткие требования к сопутствующим измерениям  $t_w$  и  $P$  при определении  $S$  по данным измерений  $G_{PIS}$  в условиях *in situ*.

При обработке данных зондирования выражение (3.3) несколько неудобно из-за наличия функции  $m(S)$ . Принятый в методике работ с отечественным зондом-батометром алгоритм обработки [81] учитывает эту особенность, и использованные в нем эмпирические выражения несколько отличаются от предлагаемых

в работе [151]. Здесь эти уточненные выражения не приводятся ввиду их громоздкости.

В качестве первичных преобразователей удельной электрической проводимости в лабораторных устройствах и в устройствах для измерений *in situ* получили преимущественное распространение два основных класса преобразователей: кондуктивные, у которых измерительная цепь имеет непосредственный электрохимический контакт с исследуемой водой, и индуктивные, у которых такой контакт отсутствует. По метрологическим качествам, достигнутым к настоящему времени, оба этих класса, по-видимому, можно считать равноценными.

В настоящее время расчет значений солености основывается на международной шкале практической солености (ШПС-78), одновременно учитывающей изменчивость солености в реальном диапазоне температуры от  $-2$  до  $+40$  °С и давлений от 0 до 100 МПа [65]. Средняя квадратическая погрешность аппроксимации связи солености с указанными в формуле (3.1) параметрами по шкале ШПС-78 не превышает  $\pm 0,002$  ‰.

### 3.2. Кондуктивные преобразователи

Простейшим вариантом кондуктивного преобразователя электрической проводимости является диэлектрическая ячейка 1 фиксированного объема (рис. 3.4 а), внутри которой размещены два электрода 2 и 3 на фиксированном расстоянии друг от друга. Наиболее удобно выполнение электродов в виде колец, плотно прилегающих к внутренней поверхности ячейки.

Эквивалентная схема преобразователя (рис. 3.4 в) содержит активное сопротивление участка воды  $R_w$  и емкости двойных электрических слоев на электродах  $C_1$  и  $C_2$  с сопротивлениями утечки  $R_1$  и  $R_2$ . При электрохимических различиях материалов электродов (например, при использовании химически не чистых металлов) эту схему целесообразно дополнить последовательно включенным источником постоянной ЭДС.

Величиной, пропорциональной измеряемой электрической проводимости, в данной схеме, естественно, является сопротивление  $R_w$ . Выходная же величина преобразователя, кроме  $R_w$ , содержит последовательно включенные с ним комплексные сопротивления участков двойных слоев  $Z_1$  и  $Z_2$ , причем:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 / (1 + j\omega R_1 C_1), \\ Z_2 &= R_2 / (1 + j\omega R_2 C_2). \end{aligned} \quad (3.4)$$

Преобразователь подключается к измерительной цепи переменного тока. Измерения на постоянном токе практически невозможны. Частота переменного тока  $\omega/2\pi$ , подаваемого на преобразователь, обычно выбирается в области 1—10 кГц.

С целью уменьшения химического взаимодействия электродов с морской водой их стремятся изготавливать из платины, титана или других химически пассивных материалов.

Основной недостаток простейших преобразователей — влияние двойных электрических слоев на результаты измерений. Сущность этого влияния прежде всего состоит в том, что значения  $Z_1$  и  $Z_2$  могут изменяться в довольно широких пределах в зависимости от температуры, солености, состояния поверхности электродов, динамики и т. д. Во-вторых, при прохождении электрического тока через двойные слои возникают некоторые специфические эффекты, заключающиеся в зависимости  $Z_1$  и  $Z_2$  от силы тока, что приводит к нелинейной вольт-амперной характеристике преобразователя в целом.

В диапазоне частот 1—10 кГц сопротивление утечки существенно больше емкостного сопротивления и при грубых оценках погрешности, вносимой двойными

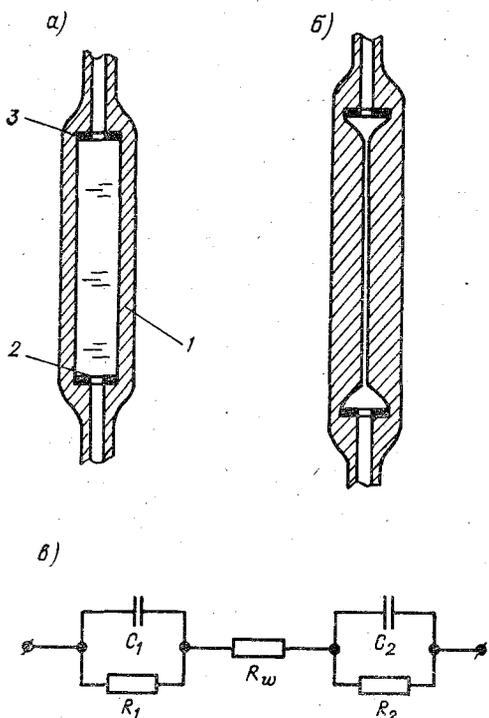


Рис. 3.4. Простые варианты кондуктивных преобразователей и их эквивалентная схема.

слоями, обычно не принимается во внимание. Значение емкости для зоны контакта металл—электролит считается близким 15—20 мкф/см<sup>2</sup> [47]. При частоте тока питания 1 кГц и площади электрода 1 см<sup>2</sup> емкостное сопротивление одного электрода составит  $Z_c = 8 \div 10$  Ом. Сопротивление участка воды при типичном значении удельного сопротивления  $\rho_w = 0,25$  Ом·м и расстоянии между электродами, например,  $l = 5$  см без учета поля рассеяния составит  $R_w = \rho_w l / S = 125$  Ом. Таким образом, при рассмотренных условиях емкостные сопротивления двойных слоев на электродах составляют порядка 12—15% общего сопротивления преобразователя.

Сам по себе этот факт был бы не столь существенен, если бы значения  $z_c$  оставались постоянными при измерениях, однако это не так. Значение эквивалентной емкости двойного слоя зависит

от многих причин: от состава электролита, состояния поверхности электродов, температуры, силы и частоты пропускаемого переменного тока и т. д. В самом общем случае эквивалентная емкость двойного слоя определяется как емкость заряженного конденсатора:

$$C_i = q_i / (\varphi_i - \varphi_0), \quad (3.5)$$

где  $q_i$  — заряд на  $i$ -й поверхности;  $\varphi_i$  — потенциал  $i$ -й поверхности;  $\varphi_0$  — потенциал на бесконечном удалении от двойного слоя (в практических случаях — потенциал электрода сравнения).

В кинетике электродных процессов [47] чаще используется понятие дифференциальной емкости

$$C_d = (\partial q / \partial \varphi). \quad (3.6)$$

В соответствии с этими выражениями полная емкость двойного слоя является функцией поверхностной плотности заряда на электроде и распределения потенциала в жидкой фазе, причем эта зависимость существенно усложняется при наличии специфической адсорбции ионов [47]. Применительно к контактам металл—морская вода зависимость вообще чрезвычайно мало изучена.

При конструировании кондуктивных преобразователей важное значение приобретает зависимость емкости от пропускаемого тока, проявляющаяся через влияние тока на разность потенциалов ( $\varphi_i - \varphi_0$ ). При этом вследствие нелинейности зависимости  $C_d(J)$  возникает эффект частичного выпрямления переменного тока — так называемый редоксокинетический эффект. Рассмотрим эти взаимосвязи, воспользовавшись известным уравнением электрохимической поляризации [90]:

$$J = J_0 \{ \exp[\alpha_a F \eta / (RT)] - \exp[-\alpha_c F \eta / (RT)] \}, \quad (3.7)$$

где  $J_0$  — плотность тока обмена в зоне двойного слоя;  $\alpha_a$  и  $\alpha_c$  — анодный и катодный коэффициенты переноса;  $F$  — постоянная Фарадея;  $\eta$  — сдвиг потенциала двойного слоя относительно равновесного значения (перенапряжение);  $R$  — универсальная газовая постоянная;  $T$  — абсолютная температура;  $J$  — плотность тока через поверхность контакта.

Каждую из экспонент в выражении (3.7) разложим в ряд Тейлора, ограничившись квадратичными членами. В результате получим

$$J \approx J_0 [(\alpha_a + \alpha_c) F \eta / (RT) + (\alpha_a^2 - \alpha_c^2) F^2 \eta^2 / (2R^2 T^2)]. \quad (3.8)$$

Для случая проведения измерений на переменном токе представим  $\eta$  в виде суммы постоянной (электрохимической) и синусоидальной (от внешнего генератора) составляющих

$$\eta = \Delta\varphi + E_m \sin \omega t. \quad (3.9)$$

Подставив  $\eta$  в выражение (3.8) и выполнив ряд преобразований с использованием известного тождества

$$\sin^2 \omega\tau = 0,5(1 - \cos 2\omega\tau), \quad (3.10)$$

получим

$$J \approx \left[ J_{\text{п}} + \frac{J_0(\alpha_a^2 - \alpha_c^2) F^2 E_m^2}{4R^2 T^2} \right] + J_0 \left[ \frac{(\alpha_a + \alpha_c) F}{RT} + \frac{(\alpha_a^2 - \alpha_c^2) F^2 \Delta\varphi}{R^2 T^2} \right] \times \\ \times E_m \sin \omega\tau - \frac{J_0(\alpha_a^2 - \alpha_c^2) F^2 E_m^2}{4R^2 T^2} \cos 2\omega\tau, \quad (3.11)$$

где

$$J_{\text{п}} \approx J_0 \left[ (\alpha_a + \alpha_c) F \Delta\varphi / (RT) + (\alpha_a^2 - \alpha_c^2) F^2 \Delta\varphi^2 / (2R^2 T^2) \right]. \quad (3.12)$$

Таким образом, при прохождении переменного электрического тока в результате нелинейности вольтамперной характеристики (3.8) возникает дополнительная постоянная составляющая тока, пропорциональная квадрату амплитуды переменной составляющей. Преперевает изменение, обусловленное нелинейностью, также значение переменной составляющей на частоте  $\omega$ . Дополнительно появляется переменная составляющая на частоте  $2\omega$ .

Изменения переменной составляющей на основной частоте  $\omega$  практически эквивалентны изменению комплексного сопротивления (импеданса) двойного слоя. Это есть не что иное, как появление систематической погрешности измерений. Выделение этой погрешности и последующее введение поправок на практике нереально, тем более, что значения  $\alpha_a$ ,  $\alpha_c$  и  $\Delta\varphi$  не остаются постоянными.

Наличие переменной составляющей на частоте  $2\omega$  также требует соответствующего учета при схемной реализации преобразователей, в частности необходимости использования селективных измерительных схем: генератора со стабилизацией частоты, узкополосных фильтров, специальной коррекции мостовой измерительной цепи и т. д.

Ввиду сложности происходящих на электродах процессов и трудности их контроля при производстве измерений наиболее целесообразным является путь принципиального уменьшения влияния  $Z_c$  по сравнению с  $R_w$ .

Одна из таких возможностей состоит в повышении частоты питающего напряжения. Действительно, поскольку  $Z_c = \omega^{-1} C^{-1}$  а  $R_w$  не зависит от  $\omega$ , то увеличение  $\omega$  уменьшает соотношение  $Z_c/R_w$  и тем самым обеспечивает повышение точности измерений. Однако, к сожалению, емкость двойного слоя в свою очередь также зависит от частоты [28, 47]. Эта зависимость возникает при учете констант скорости электродных реакций и коэффициентов диффузии [47] и имеет довольно сложный характер, причем наиболее общей закономерностью при этом является уменьшение емкости с увеличением частоты [47]. Вследствие этого эффективность повышения частоты питающего напряжения не столь ве

лика, как можно было бы ожидать, и наиболее целесообразным диапазоном частот питания является звуковой диапазон в пределах 1—10 кГц.

В некоторых конструкциях преобразователей применяется дополнительное покрытие электродов платиновой чернью, при этом поверхность становится шероховатой, и в результате возрастает эквивалентная площадь электродов. Однако подобная поверхность в реальных условиях эксплуатации преобразователя довольно быстро загрязняется, и этот процесс начинает вносить собственные погрешности, сравнимые с погрешностью от изменений  $Z_c$ .

Значительно больший интерес представляет конструкция преобразователя, показанная на рис. 3.4 б, где за счет изменения корпуса ячейки существенно увеличено значение  $R_w$ . Действительно, если длина узкой части равна, например, 5 см, как и в преобразователе на рис. 3.4 а, а площадь сечения 1 мм<sup>2</sup>, то  $R_w \approx 12,5 \cdot 10^3$  Ом. Тем самым влияние двойных слоев на электродах по сравнению с конструкцией на рис. 3.4 а уменьшается примерно на два порядка. О подобной конструкции с сужающейся рабочей частью сообщается в работе [138]. Однако при сужении рабочей части преобразователя возникают характерные недостатки, основным из которых является затрудненность обмена этой части с исследуемой средой. При этом возрастает чувствительность к загрязнениям, к газовым пузырькам в воде, особенно при измерениях в приповерхностном слое моря, а также возникает опасность закупорки рабочей части крупными взвешенными частицами либо газовыми пузырьками.

В реальных конструкциях приходится находить разумный компромисс между стремлением уменьшить влияние двойного слоя и остальными, в том числе гидродинамическими, требованиями к конструкциям. Некоторые варианты используемых на практике конструкций приведены на рис. 3.5. В конструкции I, предназначенной для проведения измерений в лабораторных условиях, электроды 1 и 2 установлены в расширяющихся частях стеклянной ячейки 3. При производстве измерений в ячейку заливается проба воды. Рабочей частью ячейки является участок между электродами 1 и 2. Благодаря малому температурному коэффициенту расширения стекла объем рабочей части остается достаточно стабильным.

В конструкции II используются три электрода. Это позволяет существенно расширить диапазон измерений в сторону малой солености, что осуществляется путем соответствующей коммутации выводов 1, 2 и 3 от электродов. При больших значениях солености измеряется сопротивление ячейки между крайними электродами. При малых значениях крайние электроды замыкаются накоротко и измеряется сопротивление между ними и средним электродом, при этом сопротивление ячейки уменьшается в четыре раза по сравнению с предыдущим вариантом включения.

В конструкциях, предназначенных для измерений *in situ*, становится необходимым учитывать ряд дополнительных факторов:

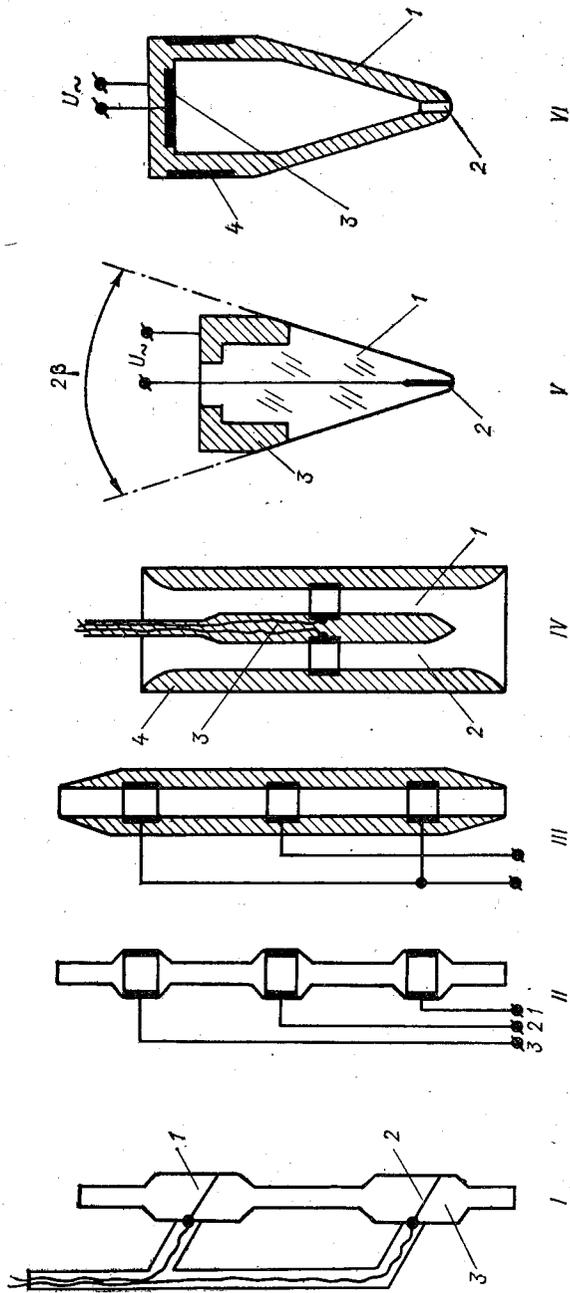


Рис. 3.5. Конструкции различных типов кондуктивных преобразователей.

а) наличие воды вне рабочего объема преобразователя, б) наличие рядом расположенной металлической арматуры прибора, в) наличие взвешенных примесей в воде и т. д.

Наличие воды вне рабочего объема обуславливает появление шунтирующего сопротивления, значение которого весьма трудно контролировать и учитывать. Металлическая арматура прибора, находящегося рядом с преобразователем, создает дополнительные искажения цепи этого шунтирующего сопротивления и, кроме того, из-за наличия собственных гальванических ЭДС может непосредственно влиять на характеристики преобразования, например, смещая потенциалы электродов. Влияние арматуры оказывается особенно большим, если корпус прибора имеет непосредственную (гальваническую) связь с общей линией («землей») его измерительных схем.

Наиболее общим приемом, позволяющим существенно уменьшить эти эффекты, является замыкание накоротко внешних электродов в трехэлектродной конструкции вида III. При таком включении однозначно локализуется измерительная область и наличие воды вне преобразователя не сказывается на результатах измерений. Однако при этом, как отмечалось выше, сильно снижается сопротивление преобразователя, и для того чтобы получить достаточно удовлетворительные значения (порядка  $10^2$  ом) при больших значениях солености необходимо существенно увеличивать длину конструкции.

В связи с этой особенностью определенным преимуществом обладают преобразователи типа IV. В них локализация измерительной области обеспечивается за счет конструкции корпуса. Электроды размещены в двух параллельных цилиндрических каналах 1 и 2, открытых сверху и снизу для свободного протока воды. При этом внутренняя часть корпуса — перегородка 3 — имеет меньшую длину, чем его наружная часть 4. Благодаря этому линии тока при подключении электродов к схеме оказываются практически полностью сосредоточенными в объеме преобразователя, что и обеспечивает локализацию измерительной области. При этом габаритные размеры преобразователя IV не менее чем в два раза меньше преобразователя III при одинаковых значениях электрического сопротивления. Однако в конструкции IV не ослабляется, а наоборот, существенно усиливается влияние металлической арматуры прибора, особенно гальванических ЭДС. Дело в том, что в этом случае корпус прибора оказывается подсоединенным к некоторой средней точке сопротивления преобразователя, и при наличии каких-либо внутренних связей между измерительной схемой прибора и его корпусом обязательно будет возникать эффект шунтирования. Полное же исключение подобных связей в реальных конструкциях оказывается весьма не простой задачей. Реально достижимое значение основной погрешности у двухэлектродных преобразователей составляет порядка 0,1—0,2 %.

При измерениях турбулентных пульсаций электрической проводимости для согласования временных и пространственных

масштабов становится необходимым значительно уменьшать размеры измерительной области. Чтобы при этом сохранить достаточно высокие значения сопротивления, используются специальные конструкции V и VI. Преобразователь типа V [138] представляет собой стеклянный конусовидный зонд 1 обтекаемой формы, в головку которого впаян микроэлектрод 2 диаметром 20—500 мкм. Второй контакт преобразователя со средой обеспечивается посредством макроэлектрода 3. При такой конструкции основной объем измеряемого сопротивления сосредоточивается в области микроэлектрода.

В работе [138] теоретически оценен этот объем. Сопротивление преобразователя описывается выражением (при сферическом микроэлектроде)

$$R = \frac{1}{4\pi G_{tS}} \left( \frac{1}{r_0} - \frac{1}{r_1} \right), \quad (3.13)$$

где  $r_0$  — радиус микроэлектрода;  $r_1$  — радиус макроэлектрода  
При  $r_1/r_0 \rightarrow \infty$

$$R_\infty = (4\pi r_0 G_{tS})^{-1} = A_1/G_{tS}, \quad (3.14)$$

где  $A$  — кондуктивная постоянная преобразователя. ③

Для полусферического микроэлектрода

$$A_2 = (2\pi r_0)^{-1}. \quad (3.15)$$

Объем измерительной области определяется как сфера радиусом  $mr_0$ , в которой сосредоточено 95 % сопротивления  $R_\infty$ . При этом справедливо следующее неравенство:

$$[4\pi G_{tS} m r_0 (1 - 0,5\beta^2)]^{-1} \leq (20 \cdot 2\pi r_0 G_{tS})^{-1},$$

где  $2\beta$  — угол при вершине конуса.

Отсюда получается

$$m (1 - 0,5\beta^2) \geq 10.$$

При реальном значении  $\beta \approx 0,5$  рад радиус измерительной области составляет порядка  $10 r_0$ , т. е. примерно 1 мм при типичном  $r_0 \approx 100$  мкм. При этом верхнее значение частотного предел измераемых пульсаций составляет порядка 1000 Гц.

Несомненно, что сделанные оценки показывали бы чрезвычайно высокую перспективность подобной конструкции, если бы при этом не сказывались электрохимические эффекты. К сожалению емкость двойного слоя на микроэлектроде  $C_0 = \pi C_{уд} r_0^2$ , где  $C_{уд}$  — удельная емкость (15—20 мкФ/см<sup>2</sup>), составляет всего лишь 6 нФ ( $r_0 = 100$  мкм). В то же время  $R_\infty \approx 200$  Ом при  $G_{tS} = 4$  См/м, т. е.  $z_c$  на порядок больше  $R_\infty$ . Единственным выходом из этого несоответствия является значительное увеличение частоты питания, хотя, как отмечалось выше, уменьшение  $z_c$  при этом не подчиняется зависимости  $z_c = \omega^{-1} C^{-1}$ .

В дополнение к этому следует также отметить, что радиус измерительной области ( $\approx 1$  мм) соизмерим с шириной диффузной части двойного слоя (100—200 мкм). При таких условиях на результатах измерений очень сильно сказывается как средняя скорость движения жидкости относительно преобразователя, так и ее пульсации (см., например, п. 8.4). Таким образом, перспективность рассмотренной конструкции для реальных условий эксплуатации оказывается весьма сомнительной.

Значительно интереснее преобразователь типа VI, предлагаемый в работах [156, 161] и рассматриваемый также в работе [138]. Он представляет собой конус 1 с узким (капиллярным) входным отверстием 2. В отличие от конструкции V, электроды 3 и 4 в этом преобразователе имеют развитую поверхность, причем первый находится во внутренней полости корпуса, а второй — снаружи него. В связи с этим основной объем измеряемого сопротивления оказывается сосредоточенным в зоне капилляра 2. В работе [138] указывается, что благодаря малым размерам измерительной области такие преобразователи перспективны для измерений пульсаций электрической проводимости. По-видимому, это не совсем так. При своих несомненных достоинствах (практическое устранение влияния электрохимических эффектов, что уже рассматривалось ранее) они, к сожалению, обладают гидродинамическими недостатками. В частности, в них весьма затруднен обмен внутренней полости с окружающей средой, а соответственно и обмен самого капилляра 2. В реальных условиях эксплуатации при наличии взвешенных частиц зона капилляра способна значительно загрязняться, при этом изменяется его сечение, а значит, и характеристики преобразования. Оказывается также различным температурный режим электродов, что может приводить к появлению паразитных гальванических токов, концентрирующихся, как и измерительный ток, в области капилляра. Тем самым при несомненной перспективности основной идеи конструкции отмеченные недостатки требуют ее дальнейшего совершенствования.

По сравнению с рассмотренными конструкциями значительно лучшими метрологическими свойствами характеризуются так называемые четырехэлектродные преобразователи, получившие широкое распространение в геофизических резистивиметрах [110], а в последнее время — также и в океанологических измерительных устройствах. Типичный преобразователь такого типа содержит два внешних (токоподводящих) электрода (рис. 3.6 а) и два внутренних (токосъемных). Внешние электроды 1 и 2 подключены к источнику переменного напряжения  $U_{\sim}$  через резистор  $R_i$ , причем  $R_i \gg R_{1,2}$ , где  $R_{1,2}$  — сопротивление участка ячейки между электродами 1 и 2. Это условие весьма важно, поскольку в таком случае сила тока  $I_{\sim}$  через ячейку (без учета внутреннего сопротивления источника напряжения  $U_{\sim}$ ) равна

$$I_{\sim} = \frac{U_{\sim}}{R_i + R_{1,2}} = \frac{U_{\sim}}{R_i (1 + R_{1,2}/R_i)} \approx \frac{U_{\sim}}{R_i}, \quad (3.16)$$

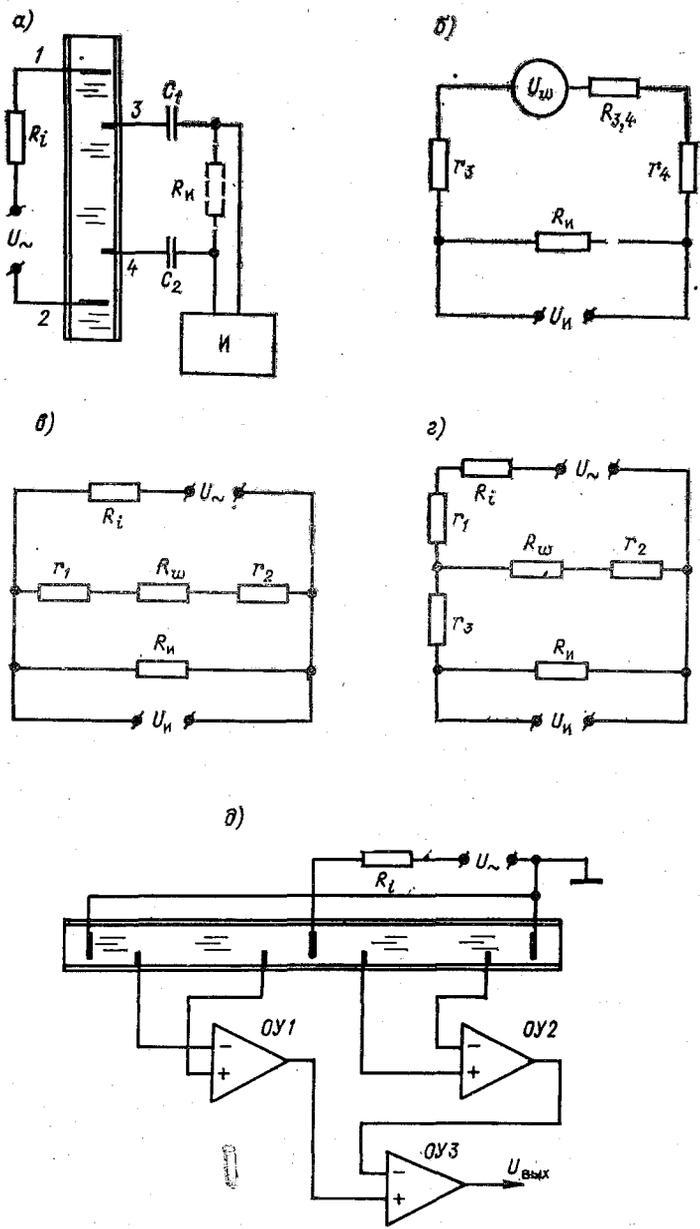


Рис. 3.6. Четырехэлектродные кондуктивные преобразователи.

т. е.  $I_{\sim}$  практически не зависит от  $R_{1,2}$  и тем более не зависит от изменчивости эквивалентных сопротивлений двойных электрических слоев на электродах.

Два внутренних электрода 3 и 4 через емкостные развязки  $C_1$  и  $C_2$  подключены к измерительному устройству И с входным сопротивлением  $R_{и}$ .

За счет прохождения тока  $I_{\sim}$  на участке ячейки между электродами 3 и 4 создается падение напряжения  $U_w$ . Этот участок может быть представлен на эквивалентной схеме (рис. 3.6 б) как источник переменной ЭДС  $U_w$  с внутренним сопротивлением  $R_{3,4}$ . При этом будем считать, что искажения, вносимые металлическими электродами в однородное электрическое поле ячейки, являются весьма малыми ввиду малых размеров электродов и соответствующего их расположения (например, вблизи внутренней поверхности корпуса). В таком случае напряжение на входе измерительного устройства (без учета емкостных сопротивлений развязки)

$$U_{и} = \frac{U_w R_{и}}{R_{3,4} + R_{и} + r_3 + r_4} = \frac{U_{\sim} R_{3,4} R_{и}}{R_{и} (R_{3,4} + R_{и}) [1 + (r_3 + r_4)/(R_{3,4} + R_{и})]}, \quad (3.17)$$

где  $r_3$  и  $r_4$  — эквивалентные сопротивления двойных электрических слоев на электродах 3 и 4.

Поскольку  $(r_3 + r_4) \ll (R_{3,4} + R_{и})$ , особенно при достаточно большом  $R_{и}$ , то

$$U_{и} \approx U_{\sim} R_{3,4} R_{и} / [R_{и} (R_{3,4} + R_{и})],$$

если  $R_{и} \gg R_{3,4}$ , то выражение еще больше упрощается

$$U_{и} \approx U_{\sim} R_{3,4} / R_{и}$$

Таким образом в четырехэлектродных преобразователях весьма существенно снижается влияние нестабильности характеристик двойных электрических слоев.

Емкостные развязки  $C_1$  и  $C_2$  в реальной схеме необходимы для устранения гальванических эффектов в измерительной цепи, которые могут появиться из-за различий электрохимических характеристик электродов 3 и 4.

На первый взгляд представляется, что стабилизация тока через измерительную ячейку может оказаться эффективной и для двухэлектродных преобразователей. Однако, к сожалению, это не так. Действительно, из эквивалентной схемы на рис. 3.6 в следует:

$$U_{и} = \frac{U_{\sim} (r_1 + r_2 + R_w) R_{и}}{R_{и} (r_1 + r_2 + R_w + R_{и})} \approx \frac{U_{\sim} R_{и} (r_1 + r_2)}{R_{и} (R_w + R_{и})} + \frac{U_{\sim} R_w R_{и}}{R_{и} (R_w + R_{и})},$$

а при  $R_w \ll R_{и}$

$$U_{и} \approx U_{\sim} R_w / R_{и} + U_{\sim} (r_1 + r_2) / R_{и} = U_w + \Delta U, \quad (3.18)$$

т. е. в выходном сигнале присутствует практически неконтролируемое напряжение  $\Delta U$ , пропорциональное суммарному сопротивлению двойных слоев на электродах, причем относительная чувствительность к изменениям этого сопротивления равна

$$k_{r1} = \frac{1}{U_n} \frac{\partial U_n}{\partial r} = \frac{1}{R_w + r},$$

где  $r = r_1 + r_2$ .

При нестабилизированном токе выражение для выходного сигнала

$$U_n = \frac{U_{\sim} (r + R_w) R_n}{(R_i + R_w + r) (R_n + R_w + r)}. \quad (3.19)$$

При прежнем условии  $R_w \ll R_n$  чувствительность к изменениям  $r$

$$k_{r2} = \frac{1}{U_n} \frac{\partial U_n}{\partial r} = \frac{R_i}{(R_w + r) (R_i + R_w + r)} = \xi k_{r1}, \quad (3.20)$$

где  $\xi < 1$ .

При этом аналогичным образом изменяется также коэффициент преобразования, т. е. чувствительность к изменениям  $R_w$ , тем самым оба варианта оказываются равноценными.

В отдельных вариантах резистивметров нашли применение трехэлектродные преобразователи, имеющие некоторые технологические преимущества по сравнению с четырехэлектродными, в частности наличие общей шины у узлов возбуждения и измерения. Однако в таких конструкциях влияние сопротивлений двойных слоев снижается не столь существенно, как в четырехэлектродном варианте.

В соответствии с эквивалентной схемой (рис. 3.6 г) выходной сигнал трехэлектродного преобразователя

$$U_n = \frac{U_{\sim} (r_2 + R_{2,3}) R_n}{R_i (r_2 + R_{2,3} + R_n)} \approx \frac{U_{\sim} R_{2,3}}{R_i} + \frac{U_{\sim} r_2}{R_i} \quad (3.21)$$

при  $R_i \gg R_{1,2}$  и  $U_{\sim} / R_i \approx I_{\sim}$ , где  $R_{1,2}$  и  $R_{2,3}$  — сопротивления участков преобразователя между соответствующими электродами.

Как и в двухэлектродном варианте, в выражение для выходного сигнала (3.21) входит неконтролируемое падение напряжения, хотя по абсолютному значению при прочих равных условиях оно примерно в два раза меньше. Это обуславливает целесообразность использования трехэлектродных преобразователей в тех случаях, когда их технологические преимущества важнее, чем остающееся нескомпенсированное влияние  $r_2$ .

При измерениях *in situ*, как уже отмечалось, наиболее целесообразно замыкать накоротко внешние области преобразователя. В этом случае представляет интерес использование двух пар то-

косъемных электродов (рис. 3.6 д), причем их подключение к операционным усилителям ОУ1 и ОУ2 выполняется таким образом, чтобы сигналы на вход ОУ3 поступали в противофазе. В результате выходной сигнал ОУ3 пропорционален сумме падений напряжения на участках между электродами, что не менее чем в два раза повышает чувствительность преобразования.

Преобразователи с разделенными возбуждающими и токосъемными электродами в последнее время все больше вытесняют другие типы преобразователей, в том числе и индуктивные, которые считались наиболее перспективными. В частности, по-видимому, очень удачным является конструктивное решение преобразователя в зонде Mark III STD фирмы «Нейл Браун Инструмент Систем» (Neil Brown Instr.) [171], где все четыре электрода нанесены в виде тонких полосок на плоскую основу из специальной керамики. Малый температурный коэффициент расширения основы позволяет практически избавиться от влияния изменчивости геометрии ячейки, а разделенные электроды — от влияния двойных слоев. Основная погрешность измерения электрической проводимости зондов Mark III STD не превышает  $\pm 0,01\%$ .

Аналогичные четырехэлектродные преобразователи используются в приборах (зонды, лабораторные установки) фирмы «Гилдлайн Инструментс» (Guildline Instr.) [153] и характеризуются столь же высокими метрологическими характеристиками. Основная погрешность STD зондов моделей 8705—8707 не превышает  $\pm 0,005\%$  по отношению к верхнему пределу диапазона измерений электрической проводимости. Такой же основной погрешностью характеризуются зонды CSTD серии 8701.

### 3.3. Индуктивные преобразователи

В индуктивных преобразователях устранен непосредственный электрический, точнее, электрохимический контакт с исследуемой средой, вследствие этого отсутствуют такие недостатки как поляризационный эффект, влияние загрязнения поверхности и т. д. что обуславливает потенциальную возможность получения более высоких метрологических качеств.

Наиболее распространенный индуктивный преобразователь представляет собой следующую конструкцию. Непосредственно исследуемую воду помещены два тороидальных магнитопровода и 2 с обмотками (рис. 3.7). Магнитопроводы расположены соосно и либо вложены друг в друга (рис. 3.7 а) при разных диаметрах тороидов, либо при одинаковых диаметрах находятся рядом друг с другом (рис. 3.7 б). Оба магнитопровода разделены электрическим экраном 3. Один из магнитопроводов считается возбуждающим, и на его обмотку подается переменный ток заданной частоты и амплитуды, а второй — измерительным, с его обмотки снимается сигнал измерительной информации в виде переменной ЭДС, амплитуда которой зависит от электрической

проводимости воды. Эта зависимость возникает вследствие следующих причин.

Поскольку вода находится внутри и снаружи магнитопроводов, то она может рассматриваться как некоторый короткозамкнутый распределенный виток, обладающий комплексным сопротивле-

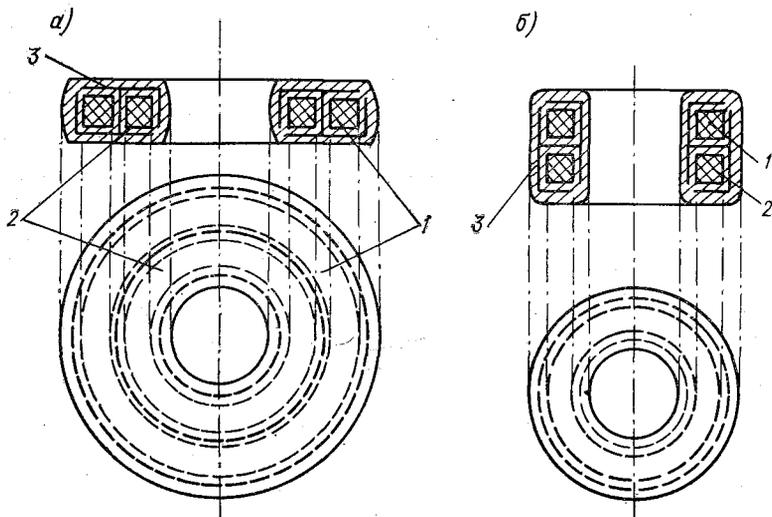


Рис. 3.7. Варианты конструкций индуктивного преобразователя.

нием  $Z_w$ . Виток является общим для обоих магнитопроводов, по этому на эквивалентной схеме (рис. 3.8) он может быть представлен сочетанием индуктивности  $L_{w1}$ , изображенной как вторичная об-

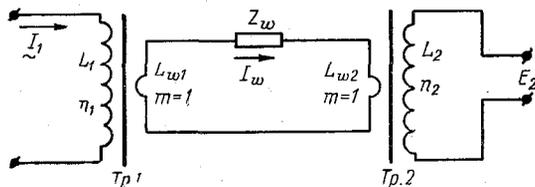


Рис. 3.8. Эквивалентная схема индуктивного преобразователя.

мотка возбуждающего магнитопровода  $Tr1$ , и индуктивности  $L_w$  являющейся первичной обмоткой измерительного магнитопровода  $Tr2$ . Число витков у  $L_{w1}$  и  $L_{w2}$ , обозначенное  $m$ , естественно, равно единице. Также можно полагать, что  $L_{w1} = L_{w2} = L_w$ . Обмотка возбуждающего магнитопровода имеет число витков  $n_1$  и индуктивность  $L_1$ , а обмотка измерительного — соответственно  $n_2$  и  $L_2$ .

При пропускании переменного тока по обмотке  $L_1$  в витке воды возбуждается ЭДС  $E_w$  и проходит ток  $I_w$ . Сила тока зависи-

от комплексного сопротивления витка воды  $Z_w$ . В результате прохождения тока возбуждается также ЭДС  $E_2$  в обмотке  $L_2$ , причем  $E_2 = f(I_w)$  и соответственно  $E_2 = \psi(Z_w)$ , т. е. ЭДС  $E_2$  в такой конструкции является сигналом измерительной информации, пропорциональным удельной электрической проводимости  $G_{ts}$  при неизменной геометрии витка воды.

Теоретически процессы в индуктивном преобразователе подобного типа и взаимосвязи между видами промежуточных сигналов рассмотрены в ряде работ [52, 93, 139]. Из них наиболее полный и основополагающий анализ выполнен в работе [139].

Процессы, обуславливающие возбуждение ЭДС в витке воды, описываются уравнениями электромагнитного поля:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= G_{ts} \mathbf{E}, \\ \operatorname{div} \mathbf{E} &= 0, \\ \mathbf{E} &= -\operatorname{grad} \varphi - j\omega \mathbf{A}, \\ \mathbf{H} &= \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A}, \end{aligned} \quad (3.22)$$

где  $G_{ts}$  — удельная электрическая проводимость воды;  $\mathbf{E}$  — вектор напряженности электрического поля;  $\mathbf{H}$  — вектор напряженности магнитного поля;  $\mu$  — магнитная проницаемость среды;  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота используемого переменного тока;  $\varphi$  — скалярный электрический потенциал;  $\mathbf{A}$  — векторный потенциал, подчиняющийся уравнению:

$$\Delta \mathbf{A} - j\omega \mu G_{ts} \mathbf{A} = 0,$$

где  $\Delta$  — оператор Лапласа.

Задача определения тока  $I_w$  в витке воды и эквивалентного сопротивления  $Z_w$  этого витка в такой постановке решается с привлечением некоторой условной величины — потенциала двойного слоя  $V$ , представленного в виде двух плоскостей  $c$  и  $d$ , расположенных предельно близко друг к другу (рис. 3.9). При этом для некоторого замкнутого произвольного контура  $\Gamma$  справедливо выражение

$$\int_c^d \mathbf{E} \, dl = V. \quad (3.23)$$

Поскольку интеграл в выражении (3.23) может быть определен через скорость изменения потока магнитной индукции  $\Phi$  магнитопроводе

$$\int_c^d \mathbf{E} \, dl = - \frac{d\Phi}{d\tau}, \quad (3.24)$$

поток магнитной индукции — через геометрические параметры и  $b_1$  (рис. 3.9), магнитную проницаемость сердечника  $\mu_c$ , число

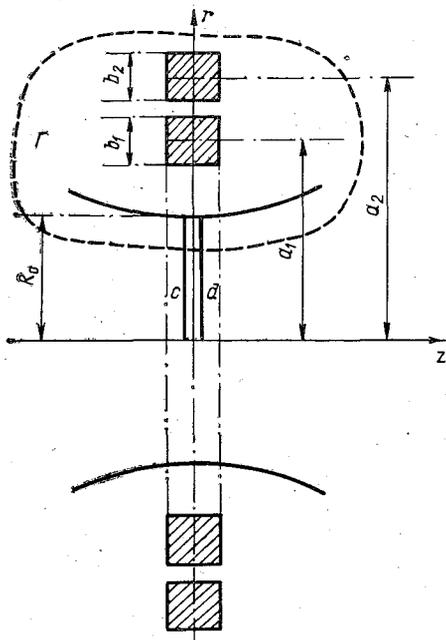
витков  $n_1$  и ток  $I_1$  в обмотке

$$\Phi = \frac{\mu c b_1 n_1 I_1}{2\pi} \ln \left( \frac{2a_1 + b_1}{2a_1 - b_1} \right), \quad (3.25)$$

то потенциал  $V$  будет определяться следующим выражением:

$$V = -j \frac{\mu c b_1 n_1 \omega I_1}{2\pi} \ln \left( \frac{2a_1 + b_1}{2a_1 - b_1} \right). \quad (3.26)$$

Здесь, естественно,  $I_1 = I_{1m} \exp(j\omega t)$ .



Решение для полного тока  $I_w$  через потенциал  $V$  оказывается следующим:

$$I_w \approx \pi V R_0^2 G_{ts} / (2a_1), \quad (3.27)$$

где  $R_0$  — минимальный радиус внутреннего отверстия в преобразователе (см. рис. 3.9).

Выражение (3.27) справедливо для частот порядка  $10^3$  Гц, при которых можно пренебрегать фазовыми соотношениями.

Эквивалентное сопротивление витка  $Z_w$  с учетом реактивной составляющей нахо-

Рис. 3.9. Схема работы индуктивного преобразователя.

дится из закона Ома в дифференциальной форме [139]:

$$Z_w = V (1 + j \cdot 0,9 \omega \mu G_{ts} a R_0) / I_w. \quad (3.28)$$

Оценка реактивной составляющей в этом выражении для частот порядка  $10^3$  Гц приводит к значению порядка  $10^{-5}$  Ом ( $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м,  $G_{ts} = 4$  См/м,  $a_1 = 0,015$  м,  $R_0 = 0,01$  м). Такой величиной можно пренебречь. В результате получается простое выражение, описывающее  $Z_w$  через удельную электрическую проводимость воды  $G_{ts}$  и геометрические параметры  $a_1$  и  $R_0$  (возбуждающим магнитопроводом является внутренний):

$$Z_w \approx 2a_1 / (\pi G_{ts} R_0^2). \quad (3.29)$$

При реальных параметрах преобразователя величина  $Z_w$  обычно невелика. В частности, при указанных выше значениях  $a_1$ ,  $R_0$  и  $G_{ts}$  значение  $Z_w$  составляет  $\approx 23,9$  Ом, причем изменч

зость солености  $\Delta S = 1\text{‰}$  соответствует изменчивости  $\Delta Z_w \approx 0,6$  Ом.

Таким образом, при использовании преобразователя в задачах измерения солености  $S$  для обеспечения погрешности  $\pm 0,001\text{‰}$  абсолютная погрешность по  $Z_w$  должна составлять  $\pm 6 \cdot 10^{-4}$  Ом, а класс точности измерительного устройства соответственно должен быть не хуже 0,002. Это, конечно, чрезвычайно высокие требования. Подобное измерительное устройство в своей основе есть не что иное как измеритель активного сопротивления — омметр, хотя, конечно, и специфический. Тем не менее здесь вполне уместно для сравнения отметить, что у современных прецизионных омметров-компараторов лабораторного типа (например, Ш30) класс точности составляет 0,01, т. е. существенно хуже, чем требуется для задач измерения солености.

Возбуждаемая в обмотке измерительного магнитопровода ЭДС  $E_2$  определяется следующим образом:

$$E_2 = - \frac{d\Phi_w}{dt} = -M_2 \frac{dI_w}{dt} = -\frac{M_1 M_2}{Z_w} \frac{d^2 I_1}{dt^2}, \quad (3.30)$$

где  $\Phi_w$  — магнитный поток в измерительном магнитопроводе, возбуждаемый током  $I_w$ ;  $M_1$  — коэффициент взаимной индукции между возбуждающей обмоткой и витком морской воды;  $M_2$  — коэффициент взаимной индукции между витком воды и обмоткой измерительного магнитопровода, причем:

$$M_1 = \frac{\mu_c b_1 n_1}{2\pi} \ln \left( \frac{2a_1 + b_1}{2a_1 - b_1} \right);$$

$$M_2 = \frac{\mu_c b_2 n_2}{2\pi} \ln \left( \frac{2a_2 + b_2}{2a_2 - b_2} \right). \quad (3.31)$$

Задавая в возбуждающей обмотке ток в виде  $I_1 = I_{1m} \exp(j\omega t)$ , легко получить

$$E_2 = - \frac{I_1 \omega^2 \mu_c^2 b_1 b_2 n_1 n_2 R_0^2 G_{ts}}{8\pi a_1} \ln \left( \frac{2a_1 + b_1}{2a_1 - b_1} \right) \ln \left( \frac{2a_2 + b_2}{2a_2 - b_2} \right). \quad (3.32)$$

Пользуясь выражением (3.32) и учитывая, что индуктивность  $L_1$  возбуждающего магнитопровода

$$L_1 = \frac{\mu_c b_1 n_1^2}{2\pi} \ln \left( \frac{2a_1 + b_1}{2a_1 - b_1} \right), \quad (3.33)$$

можно определить модуль коэффициента передачи по напряжению

$$|K_w| = \frac{E_{2m}}{E_{1m}} = \frac{\omega \mu_c b_2 n_2}{2n_1 Z_w} \ln \left( \frac{2a_2 + b_2}{2a_2 - b_2} \right), \quad (3.34)$$

где  $E_{1m}$  и  $E_{2m}$  — амплитудные значения напряжений.

При прежних геометрических параметрах и при выполнении магнитопроводов из пермаллоевой ленты с  $\mu_{отн} = 5 \cdot 10^4$ , при этом  $\rho = 0,063$  Гн/м, а также при частоте  $10^3$  Гц, величина  $|K_w|$  имеет порядок  $10^{-2}$ . При использовании ферритов ( $\mu_{отн} = 2 \cdot 10^3$ )

соответственно  $|K_w|$  уменьшается до  $0,4 \cdot 10^{-3}$ , это, несомненно, весьма малая величина.

Коэффициент передачи в значительной степени определяет метрологические свойства преобразователя. Как следует из выражения (3.34), увеличение  $|K_w|$  возможно за счет повышения частоты применения магнитопроводов с высоким  $\mu_c$ , увеличения соотношения  $n_2/n_1$ , уменьшения  $a_2$ .

Путь, связанный с увеличением  $\mu_c$ , в целом один из наиболее эффективных, и в ряде лабораторных солемеров тороидальные сердечники преобразователей выполнены из высокопроницаемых марок пермаллоев. Однако пермаллой как ферромагнитный материал весьма нестабилен, и его характеристики, в частности значение  $\mu_{отн}$ , чувствительны к механическим воздействиям, сильно зависят от температуры и т. д. [132]. Это предопределило стремление использовать в качестве сердечников термостабильные марганец-цинковые ферриты типов 1500 НМ2; 1500 НМ3 и др., особенно при конструировании преобразователей для устройств зондирующего типа.

Поскольку роль  $\mu_c$  весьма велика, то становятся целесообразными меры, направленные на повышение ее стабильности. В частности, известно, что магнитная проницаемость ферритов подвержена старению [132]. Оно особенно заметно у новых (свежеизготовленных) ферритов и в целом имеет логарифмический характер. Некоторые из марок, в частности 1500 НМ, в соответствии с заводской технологией проходят искусственное старение температурными циклами, но и в этом случае изменения  $\mu_c$  в течение первого года могут составлять  $-5 \dots -1,5 \%$ . Увеличения стабильности можно добиться дополнительными температурными циклами (периодическим нагревом до  $150^\circ\text{C}$  и выдержке при этой температуре в течение 40—50 ч), однако эффективность дополнительных циклов не очень велика. Тем самым наиболее целесообразно использовать «старые» ферриты (через несколько лет после их производства).

Существенное влияние на  $\mu_c$  оказывают механические нагрузки [14], приводящие к появлению магнитоупругого эффекта. При этом в конструкциях, предназначенных для измерений *in situ* подверженных действию гидростатического давления, возникает объемный магнитоупругий эффект (п. 4.6), усиливающийся у ферритов за счет довольно высокой пористости, которая может достигать нескольких процентов [132]. В связи с этим становятся необходимыми конструктивные меры защиты от давления.

Кроме возможности, связанной с  $\mu_c$ , для увеличения коэффициента передачи  $|K_w|$  используют повышение частоты питающего напряжения. Однако этот путь весьма ограничен в связи с возрастанием различных паразитных связей в преобразователе, а также из-за увеличения реактивной составляющей сопротивления витков, которая приводит к появлению дополнительных фазовых сдвигов. В связи с этим наиболее приемлемой оказывается область частот порядка  $10^3$ — $10^4$  Гц.

Увеличение соотношения  $n_2/n_1$  сказывается на  $|K_w|$  достаточно сильно, но также ограничено из-за конструктивных причин и обычно устанавливается как 10:1 (например, [18]).

Связь  $|K_w|$  с величиной  $a_2$  обуславливает большую распространенность конструкции типа рис. 3.7 б с соосно расположенными тороидальными магнитопроводами одинакового диаметра. Дальнейшее уменьшение (за счет  $R_0$ ) приводит к одновременному возрастанию  $Z_w$ .

В работе [91] предлагается путь, при котором обмотки  $L_1$  и  $L_2$  включаются как элементы резонансных LC-контуров (рис. 3.10) последовательного ( $L_1C_1$ ) и параллельного ( $L_2C_2$ ) типов. Последовательный контур  $L_1C_1$  при совпадении его частоты резонанса

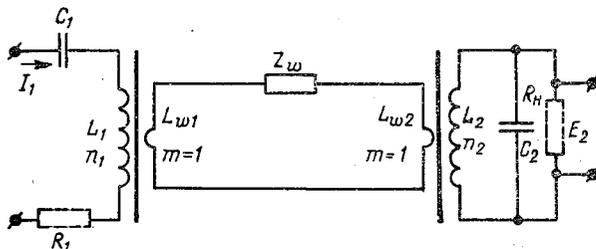


Рис. 3.10. Индуктивный преобразователь с резонансными контурами.

с частотой напряжения питания обеспечивает максимум тока  $I_1$  в обмотке  $L_1$  и в соответствии с выражением (3.25) — максимум потенциала  $V$ , который эквивалентен ЭДС, индуцируемой в витке воды. При данном  $Z_w$  это обуславливает максимум тока  $I_w$  и возрастание ЭДС  $E_2$  (3.30). Возрастанию  $E_2$  способствует также наличие параллельного контура  $L_2C_2$ .

С учетом активного сопротивления  $R_1$  возбуждающей обмотки  $L_1$  и сопротивления нагрузки  $R_н$  (см. рис. 3.10) выражение для коэффициента передачи оказывается следующим [92]:

$$K_w = -j \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{\omega L_1}{R_1} R_н \omega C_2 \left/ \left( \frac{\omega L_1}{R_1} + R_н \omega C_2 + \frac{Z_w}{\omega L_w} \right) \right., \quad (3.35)$$

где  $L_w$  — индуктивность витка морской воды.

Поскольку величины  $\omega L_1/R_1$  и  $\omega R_н C_2$  есть не что иное как добротности  $Q_1$  и  $Q_2$  соответствующих контуров, а величина  $Z_w/\omega L_w$  — затухание  $d$  в витке воды, выражение (3.35) при одинаковых параметрах магнитопроводов может быть записано в виде

$$K_w = -j (n_2/n_1) Q_1 Q_2 / (Q_1 + Q_2 + d). \quad (3.36)$$

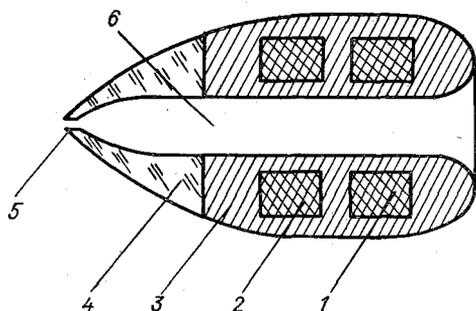
Индуктивность  $L_w$  оценивается выражением [139]

$$L_w = \frac{\mu_c b}{2\pi} \ln \left( \frac{2a_1 + b}{2a_1 - b} \right)$$

и в распространенных вариантах конструкций весьма мала, особенно при использовании ферритов с малым  $\mu_c$ . Тем самым значительна роль затухания  $d$ , что для достижения больших  $K_w$  требует высоких значений добротности резонансных контуров.

Как показано в работе [91], при технически реализуемых  $Q_1$  и  $Q_2$  удается добиться значений  $K_w$ , близких к единице даже при использовании ферритов с малой магнитной проницаемостью.

Кроме традиционных вариантов конструкций преобразователей в ряде специальных задач нашли применение видоизмененные конструкции. Одной из таких задач является исследование турбу-



лентных пульсаций электрической проводимости. Из-за взаимосвязи временных и пространственных масштабов пульсаций [52] поставка требований по расширению частотного диапа-

Рис. 3.11. Преобразователь с локализацией области измерения.

зона измерений приводит к необходимости решения технической задачи локализации области пространственного осреднения у применяемых преобразователей.

В конструкции, рассмотренной в работах [93, 138], такая локализация обеспечивается за счет наличия узкого канала 5 в сте-клянной носовой части 4 обтекаемого диэлектрического корпуса (рис. 3.11). Внутри корпуса размещены тороидальные магнитопроводы 1 и 2 с возбуждающей и измерительной обмотками. Благодаря каналу 5 внутренняя полость 6 открыта для свободного протока воды, и виток воды вокруг магнитопроводов оказывается замкнутым, причем из-за малого сечения канала преобладающая часть сопротивления витка воды будет сосредоточена именно здесь, в канале. Соответственно на величину ЭДС в измерительной обмотке основное влияние оказывает электрическая проводимость воды в канале.

При этом, конечно, существенно возрастает  $Z_w$  и, как следует из (3.34) либо из (3.35), резко уменьшается коэффициент передачи  $K_w$ . Это представляется явным недостатком конструкции.

Второй недостаток заключается в возможности загрязнения канала 5 при эксплуатации в реальных условиях. В силу малого сечения сопротивление области канала весьма чувствительно к изменениям диаметра, вызванным загрязнениями. В результате реально достижимая погрешность для подобного преобразователя оценивается в  $\pm 0,5\%$  [138].

Аналогичная задача локализации области пространственного осреднения решается в конструкции, показанной на рис. 3.12.

Здесь преобразователь содержит три тороидальных магнитопровода с обмотками 7, расположенных соосно. Внешние магнитопроводы 2 и 4 являются возбуждающими, а внутренний 3 используется как измерительный. Все магнитопроводы имеют V-образные зазоры 5, причем зазоры располагаются по одной линии. Друг от друга магнитопроводы отделены магнитным экраном 6.

Описанная конструкция практически полностью соответствует конструкции универсальной магнитной головки с тем видоизме-

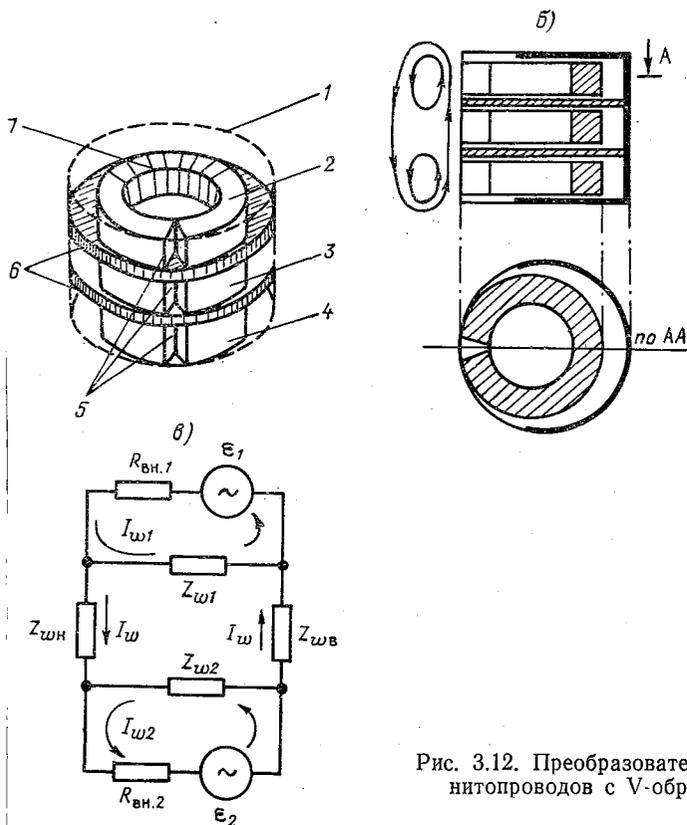


Рис. 3.12. Преобразователь на основе магнитопроводов с V-образным зазором.

нением, что вместо типичных двух каналов здесь установлены три канала. Не совпадают также и наиболее целесообразные количества витков в обмотках магнитопроводов. Для увеличения коэффициента передачи в преобразователе желательно иметь повышенное количество витков в измерительной (средний магнитопровод) обмотке и уменьшенное количество в возбуждающих обмотках (крайние магнитопроводы).

Преобразователь помещен в герметичный диэлектрический корпус 1, выполненный, например, в виде цилиндра диаметром, большим, чем у магнитопроводов 2—4, причем преобразователь

расположен в корпусе таким образом, что его V-образные зазоры отделяются от среды очень тонкой стенкой. Ввиду существенной неоднородности поля, возбуждаемого в области зазоров, толщина этой стенки сильно влияет на значение коэффициента передачи.

Принцип действия преобразователя заключается в следующем.

Обмотки возбуждающих магнитопроводов подключены к источнику переменного тока таким образом, что ЭДС, возбуждаемые ими в морской воде, имеют одинаковые направления (рис. 3.12 б). Эти ЭДС индуцируются в зоне V-образных зазоров. В результате возникают три системы замкнутых токов (рис. 3.12 в):  $I_{w1}$ ,

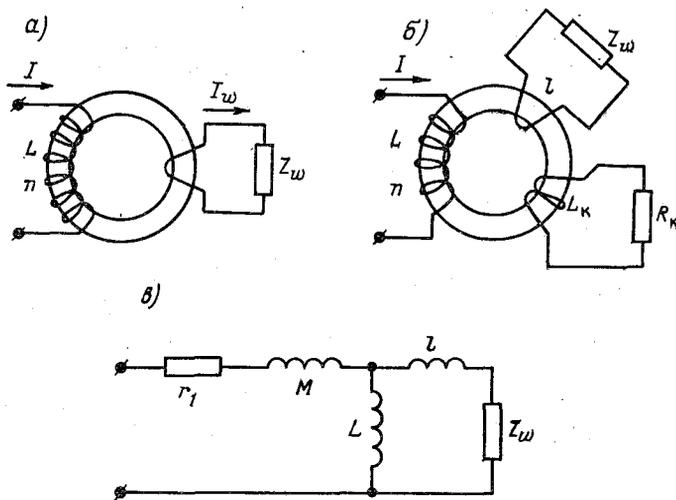


Рис. 3.13. Монотороидальные преобразователи.

замыкающийся в области зазора верхнего магнитопровода,  $I_{w2}$  — в области зазора нижнего магнитопровода и  $I_w$ , охватывающий обе области и проходящий через область зазора измерительного магнитопровода. Значения токов определяются эквивалентным сопротивлением областей  $Z_{w1}$ ,  $Z_{w2}$  и суммой  $(Z_{wH} + Z_{wB})$ , а также внутренними сопротивлениями  $R_{вн1}$  и  $R_{вн2}$  источников ЭДС. ЭДС индуцируемая в обмотке измерительного магнитопровода, определяется значением тока  $I_w$ .

Объем обмотки осреднения в рассмотренной конструкции обусловливается толщиной системы магнитопроводов и параметрам зазоров. Некоторым недостатком преобразователя является наличие шунтирования сопротивлениями  $Z_{w1}$  и  $Z_{w2}$ , что уменьшает коэффициент передачи.

43 Трудности, связанные с обеспечением стабильности коэффициента передачи в конструкциях с несколькими магнитопроводами привели к техническим решениям, где используется только один тороидальный магнитопровод с обмоткой [53, 93, 110]. Магнит

провод такого типа (рис. 3.13 а) погружается непосредственно в воду. Виток воды в этом случае играет роль экрана с конечным электрическим сопротивлением  $Z_w$ . Эквивалентная электрическая схема преобразователя (рис. 3.13 в) содержит активное сопротивление обмотки  $r_1$ , индуктивность рассеяния  $M$ , индуктивность обмотки  $L$ , индуктивность витка воды  $L_w$  и активное сопротивление витка  $Z_w$ . Комплексное сопротивление обмотки  $Z_{вх}$  в таком случае будет определяться выражением

$$Z_{вх} = r_1 + j\omega M + j\omega L (Z_w + j\omega L_w) / [j\omega (L + L_w) + Z_w]. \quad (3.37)$$

На практике обычно можно пренебречь величиной  $r_1$  и при малых частотах — реактивной составляющей сопротивления, т. е. величиной  $(j\omega L_w)$ . В таком случае выражение (3.37) приводится к виду

$$Z_{вх} \approx \frac{\omega^2 L^2 Z_w}{Z_w^2 + \omega^2 L^2} + j\omega \left[ \frac{Z_w^2 (M + L) + \omega^2 L^2 M}{Z_w^2 + \omega^2 L^2} \right], \quad (3.38)$$

откуда легко определяется модуль  $|Z_{вх}|$ .

Из выражения (3.38) видно, что при  $Z_w^2 \ll \omega^2 L^2$  обеспечивается близкий к линейному характер зависимости между  $Z_{вх}$  и  $Z_w$  при довольно высокой чувствительности преобразования, поскольку  $\omega M \ll \omega L$  и близко к  $Z_w$ .

Следует также отметить, что в рассмотренной конструкции сложным путем может быть скорректирована нелинейность зависимости  $Z_w$  от  $S$ . При этом магнитопровод снабжается дополнительной обмоткой с индуктивностью  $L_k$ , замкнутой на сопротивление  $R_k$  (рис. 3.13 б). При малом значении  $L_k$  резистор  $R_k$  оказывается включенным параллельно  $Z_w$ , что позволяет, в принципе, получить в результирующей характеристике  $Z_{вх}(S)$  точку перегиба в середине диапазона измерений  $S$  аналогично тому, как это делается при линеаризации характеристик полупроводниковых терморезисторов (см. п. 2.1).

С целью выделения чистой изменчивости сигнала, пропорциональной изменчивости удельной электрической проводимости, характерном для морской воды диапазоне индуктивные преобразователи включают в схемы дифференциального типа. Наиболее простым вариантом подобной схемы является промежуточный преобразователь в виде моста переменного тока (рис. 3.14), называемого мостом Хевисайда.

Типичная схема моста Хевисайда (рис. 3.14 а), предназначенная для измерений взаимной индуктивности или коэффициента взаимной индукции, может быть без особых трудностей преобразована в вариант (б), где  $R_4 = 0$ . При этом по-прежнему может быть достигнут баланс по выходному напряжению ( $U_{вых} = 0$ ), а количество линий связи между преобразователем и требуемыми для функционирования устройства электронными узлами (генератором и усилителем сигнала разбаланса) уменьшается до трех.

Условия баланса для преобразованного варианта записываются в виде:

$$R^2 = \omega^2 (L^2 - \omega^2 M_1^2 M_2^2 / Z_w^2),$$

$$R_1 = 2RLZ_w / (\omega M_1 M_2), \quad (3.39)$$

при  $L_1 = L_2 = L$ ,  $R_2 = R_3 = R$ .

При ранее заданных параметрах индуктивного преобразователя, использованных для числовых оценок, расчет по выражениям (3.39) приводит к следующим приближенным значениям:  $R \approx 0,5$  кОм,  $R_1 \approx 10^5$  Ом ( $L \approx 0,5$  Гн,  $\omega = 6,28 \cdot 10^3$  Гц,  $\mu_c = 0,063$  Гн/м).

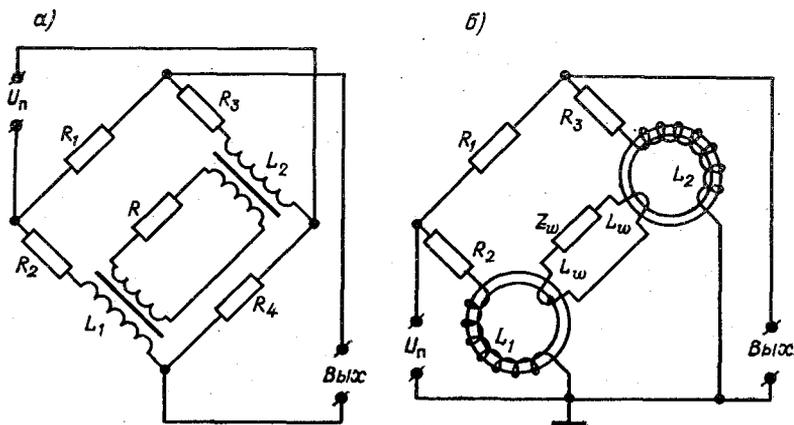


Рис. 3.14. Мостовые варианты схем включения индуктивных ИП.

При использовании высококачественных усилителей сигнала разбаланса (малый уровень шумов, стабильный коэффициент передачи, большое входное сопротивление), которые в настоящее время реализуются без особых трудностей, подобная схема включения преобразователя может представлять определенный интерес.

В практике конструирования солезондов (например, [18, 93]) получили распространение схемы с автоматическим цифровым уравниванием, причем уравнивание выполняется не какими-либо элементами моста, как в традиционном варианте подобных схем, а за счет дополнительной связи между магнитопроводами, обеспечиваемой обмотками  $L_{K1}$  и  $L_{K2}$  с резистором  $R$  (рис. 3.15). Обмотки  $L_{K1}$  и  $L_{K2}$  включаются встречно, в результате компенсационный ток  $I_K$  в обмотке  $L_{K2}$  приводит к генерации в обмотке  $L_2$  ЭДС  $E_{K2}$ , противоположной по фазе ЭДС  $E_2$ , обусловленной током  $I_w$  в витке воды. Изменением значения  $R_K$  либо одного из компенсационных индуктивностей  $L_K$  нетрудно добиться равенства амплитудных значений  $E_{K2}$  и  $E_2$ , что обеспечит нулевое значение выходного напряжения.

Подобная схема, несомненно, может использоваться как эквивалент типичной мостовой схемы также и при отсутствии автомате

тического уравнивания и обладает в сравнении с ней ничуть не худшими, а в некотором отношении (отсутствие высокоомного резистора  $R_1$ ) даже лучшими характеристиками.

Схема с компенсационными обмотками нашла преимущественное применение при автоматическом (либо ручном в таких приборах, как ГМ-65) уравнивании. В этом случае одним из весьма важных ее преимуществ по сравнению с мостовым вариантом является возможность коммутации сигналов более высокого уровня.

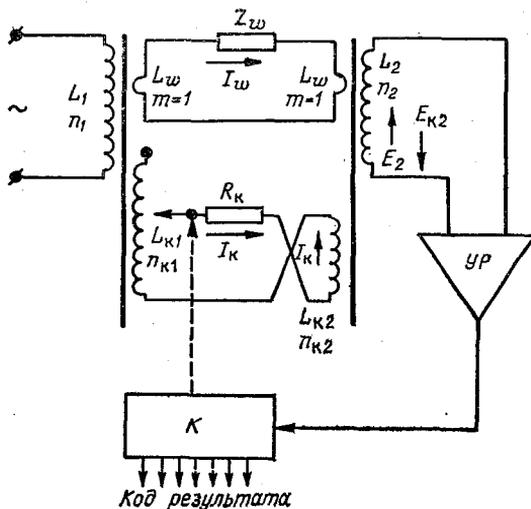


Рис. 3.15. Схема индуктивного преобразователя с автоматическим уравниванием.

Как известно, любой коммутатор обладает рядом специфических свойств, влияющих на точностные характеристики измерительной схемы в целом. При замыкании какой-либо цепи коммутатор не обеспечивает нулевого значения сопротивления, а при размыкании — не обеспечивает бесконечно большого сопротивления. Даже использование лучших в этом смысле электромагнитных реле с магнитоуправляемыми герметизированными контактами (герконами) дает следующие значения [73]: сопротивление контакта в замкнутом состоянии  $\approx 0,1$  Ом, в разомкнутом —  $\approx 10^9$  Ом. Кроме того, емкость между контактами составляет  $\approx 0,4$  пФ, индуктивность —  $0,5-1,5$  мкГн, термоЭДС между контактами — до  $40$  мкВ/К, длительность «дребезга» —  $100-200$  мкс. Эти особенности чрезвычайно затрудняют коммутацию слабых сигналов. В частности, в рассмотренной схеме моста (см. рис. 3.14) цифровое уравнивание может быть достигнуто за счет подбора требуемого значения  $R_1$  путем коммутации набора постоянных резисторов, однако значение  $R_1$  составляет примерно  $10^5$  Ом,

сила тока в цепи — порядка  $10^{-5}$  А, уровень коммутируемых напряжений — порядка  $10^{-2}$  В. Сопоставление этих данных с приведенными особенностями коммутатора приводят к выводу, что задача прецизионной коммутации  $R_1$  в мостовой схеме оказывается почти неразрешимой.

В схеме с использованием компенсирующих обмоток (рис. 3.15) ситуация существенно упрощается. Реальные значения коммутируемых напряжений и токов в компенсационной цепи на несколько порядков больше и в принципе могут задаваться выбором числа витков в обмотках  $L_{K1}$  и  $L_{K2}$ . В связи с этим влияние неидеальности коммутатора становится не столь значительным.

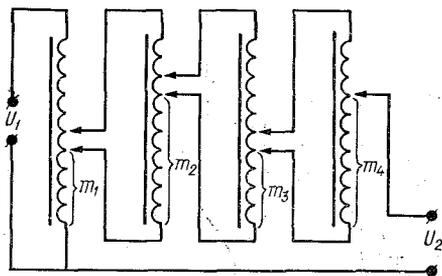


Рис. 3.16. Схема индуктивного делителя напряжения в компенсационной цепи.

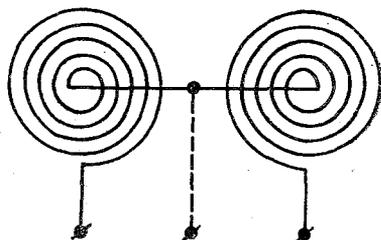


Рис. 3.17. Индуктивный преобразователь «накладного» типа.

При уравнивании схемы преобразователя наиболее удобным приемом оказывается коммутация не набора резисторов  $R_K$ , а компенсационного напряжения  $E_K$ . Это обычно осуществляется с помощью индуктивных делителей напряжения. Погрешность коэффициента деления у таких делителей на фиксированной частоте может составлять  $10^{-3}$ — $10^{-4}$  % [73]. Наиболее распространенной схемой делителя является схема Кельвина—Варлея (рис. 3.16), позволяющая устанавливать требуемый коэффициент деления в десятичной системе счисления. Выходное напряжение схемы, состоящей из четырех ступеней деления 1—4 при разбиении каждой ступени на десять секций, определяется выражением

$$U_2 = (0,1m_1 + 0,01m_2 + 0,001m_3 + 0,0001m_4) U_1, \quad (3.40)$$

где  $m_1, \dots, m_4$  — количество секций от начала обмотки до первого контакта.

Снижения погрешности коэффициента деления добиваются уменьшением индуктивности рассеяния, межвитковых и межсекционных емкостей, потерь в сердечнике и в обмотке, а также за счет высокой идентичности этих параметров для всех секций ступени. Легче всего это достигается при выполнении делителя на основе тороидального магнитопровода. Обмотка магнитопровода

выполняется из жгута, состоящего из десяти проводов, причем витки жгута (отдельные провода) соединяются последовательно между собой, образуя тем самым десять требуемых секций.

К индуктивным преобразователям следует также отнести конструкцию «накладного» типа (рис. 3.17), содержащую плоские индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  в виде спиралей из проволоки, расположенных на некоторой диэлектрической основе. Если с внешней стороны этой основы находится электропроводная среда, то при подключении одной из индуктивностей (например,  $L_1$ ) к источнику переменного тока повышенной частоты в среде будет возбуждаться замкнутый ток, зависящий от ее удельной электрической проводимости. В результате в обмотке  $L_2$  появляется ЭДС, пропорциональная значению этого тока и соответственно удельной электрической проводимости среды.

Несомненно, принцип, использованный в преобразователе «накладного» типа, работоспособен при достаточно больших расстояниях между индуктивностями и средой, в частности при расположении преобразователя в воздухе над поверхностью моря. При используемых повышенных частотах питающего напряжения этот вариант весьма удобен для измерений удельной электрической проводимости поверхностной пленки воды. При этом из-за зависимости выходного сигнала от расстояния между преобразователем и поверхностью дополнительно становится необходимой стабилизация этого расстояния.

### **3.4. Использование преобразователей для определения объемной концентрации пенно-пузырьковых образований**

Определение объемной концентрации пенно-пузырьковых образований (ППО) в приповерхностных слоях моря становится необходимым при экспериментальной оценке вертикальных потоков тепла и влаги из моря в атмосферу, особенно при больших скоростях ветра, когда концентрация ППО повышена. Разрушение пузырьков на морской поверхности приводит к выбросу в атмосферу мелких капель воды, увлекаемых турбулентным движением воздуха, при этом их вклад в суммарный вертикальный поток тепла и влаги может достигать 15—20 %.

Измерение объемной концентрации ППО выполняется в настоящее время преимущественно при экспериментальных исследованиях. Массовый сбор такой информации, хотя и считается целесообразным, не может быть организован из-за отсутствия достаточно простых и надежных измерительных устройств.

При экспериментальных исследованиях нашли применение пробоотборники морской пены, обычно представляющие собой набор отдельных ячеек известного объема. В исходном состоянии пробоотборника через ячейки свободно проходит исследуемая двухфазная среда, т. е. жидкость вместе с ППО. В требуемый момент времени все ячейки одновременно герметизируются, а затем

в судовой лаборатории производится определение количества жидкости в каждой ячейке. Разность между объемом ячейки и объемом жидкости соответствует суммарному объему воздушной фазы и может характеризовать объемную концентрацию ППО. Если ячейки в момент срабатывания располагались по вертикали, то это дает возможность определять вертикальный профиль объемной концентрации. Несомненно, этот способ является довольно трудоемким и дает возможность лишь одиночных определений, причем не всегда репрезентативных.

Известны также акустические методы, основанные на закономерностях поглощения и рассеяния ультразвука в двухфазной среде, а также на резонансных свойствах ППО. При несомненной перспективности этих методов их никак нельзя назвать простыми, и их использование ограничено. Для массового сбора информации, по-видимому, большой интерес могут представлять методы, основанные на различии электромагнитных свойств ППО и морской воды, в частности на различии значений удельной электрической проводимости  $G$ .

При наличии ППО в воде удельная электрическая проводимость такой двухфазной среды определяется выражением

$$G_{\Sigma} = A + \sqrt{A^2 + 0,5G_B G_{IS}}, \quad (3.41)$$

где

$$A = 0,25 [(3N_B - 1)G_B + (3N_w - 1)G_{IS}];$$

$G_{IS}$  — удельная электрическая проводимость воды;  $G_B$  — удельная электрическая проводимость пузырьковой фазы;  $N_B$  — относительная объемная концентрация ППО в двухфазной среде;  $N_w$  — относительная объемная концентрация воды в двухфазной среде.

При известном (контролируемом) значении проводимости  $G_{IS}$  измерения  $G_{\Sigma}$  обеспечивают возможность определений  $N_B$ , поскольку  $N_B + N_w = 1$ , а  $G_B \ll G_{IS}$ .

Действительно, при отмеченных условиях получим

$$G_{\Sigma} \approx 0,5(2 - 3N_B)G_{IS}. \quad (3.42)$$

Тогда коэффициент преобразования ИП будет определяться выражением

$$k_N = \frac{1}{G_{\Sigma}} \frac{dG_{\Sigma}}{dN_B} = - \frac{3}{2 - 3N_B}.$$

При концентрации ППО 1% ( $N_B = 0,01$ ) изменениям  $N_B$  на 0,01 соответствуют изменения  $G_{\Sigma}$  на 0,015, т.е. на 1,5%. Это весьма существенная величина, которая при достигнутых технических возможностях преобразователей удельной электрической проводимости (см. п. 3.2 и 3.3) позволяет оценить разрешающую способность определений  $N_B$  в 0,01—0,02%. Однако реально достижимые погрешности определений  $N_B$  все же существенно хуже, чем сделанная оценка разрешающей способности. Это обуслов-

лено тем, что удельная электрическая проводимость пузырьковой фазы  $G_b$  формируется не только проводимостью газа внутри ППО, которая может сильно варьировать, но и рядом дополнительных факторов, связанных с существованием двойного электрического слоя на границе раздела пузырек—вода, из-за которого пузырек в электрическом поле ведет себя как заряженная частица, приобретая электрофоретическую подвижность. Из-за этого полная проводимость пузырьковой фазы становится больше, чем проводимость газа внутри ППО, и имеет более существенную изменчивость. Важное значение приобретает и реактивная составляющая проводимости, значением которой в чистой воде (см., например, п. 3.3) можно было пренебрегать. Рассмотренные особенности еще мало изучены. При их пренебрежении до-

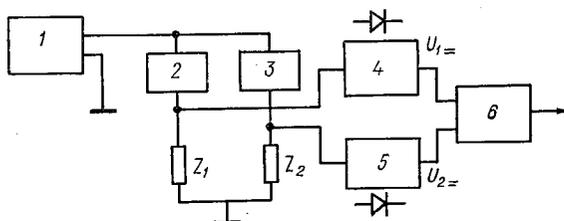


Рис. 3.18. Схема устройства для определения объемной концентрации ППО.

стигаемая погрешность определений  $N_b$  составляет в настоящее время (по данным лабораторных испытаний) примерно  $\pm (0,2—0,5) \%$ .

Практические конструкции ИП объемной концентрации ППО являются такими же, как и конструкции типичных преобразователей удельной электрической проводимости  $G_{ts}$  (п. 3.2 и 3.3), но дополнительно содержат еще один преобразователь  $G_{ts}$ , в котором влияние ППО устранено использованием специального входного фильтра (см. п. 3.5). Оба преобразователя 2 и 3 (рис. 3.18) включаются как смежные плечи реактивного моста, питаемого от генератора переменного напряжения 1. Фазовые сдвиги между потенциалами этих плеч при этом оказываются различными из-за наличия реактивной (преимущественно емкостной) составляющей в преобразователе ППО, поэтому целесообразно раздельное детектирование падений напряжения на сопротивлениях  $Z_1$  и  $Z_2$  и последующее вычитание в операционном блоке 6. Детектирование осуществляется узлами 4 и 5.

В работе [143] рассматривается возможность использования преобразователей удельной электрической проводимости для задач обнаружения единичных плохопроводящих частиц, в том числе воздушных пузырьков. В отличие от вышерассмотренного метода, здесь прохождение пузырька через рабочую область преобразователя сопровождается появлением импульса, обусловленного

локальной аномалией проводимости. Параметры импульса существенно зависят от соотношения между радиусом пузырька и величиной измерительной базы (расстояния между электродами), а также от расположения пузырька в рабочей области. Определение объемной концентрации ППО в таком методе может производиться в принципе подсчетом числа импульсов за фиксированный промежуток времени при известной скорости движения пузырьков. Для определения скорости целесообразно использовать дополнительный преобразователь, расположенный на некотором удалении от первого по направлению основного потока жидкости, и регистрировать смещение по времени эквивалентных импульсов у обоих преобразователей. Несомненно, все это реально лишь при очень малых объемных концентрациях ППО, когда в рабочую область преобразователя попадают единичные пузырьки. Но при их повышенном количестве импульсы, накладываясь друг на друга, формируют в целом «пульсационный» характер записи, и выделение отдельных сигналов от пузырьков становится практически невозможным.

Осреднение же записи в этом случае позволяет, как и в предыдущем методе, получить сигнал, пропорциональный суммарной проводимости  $G_{\Sigma}$ , и при наличии информации о  $G_{IS}$  — выделить часть сигнала, пропорциональную объемной концентрации ППО.

### 3.5. Использование преобразователей для измерений в двухфазной среде приповерхностного слоя моря

Наличие ППО в приповерхностном слое моря при волнении требует использования некоторых специальных приемов при измерениях удельной электрической проводимости  $G_{IS}$ , поскольку обычные типы преобразователей, как показано выше, реагируют не только на изменения  $G_{IS}$ , но и на объемную концентрацию ППО, и их выходной сигнал является функцией суммарной проводимости  $G_{\Sigma}$ .

При измерениях  $G_{IS}$  в таких условиях могут использоваться следующие два метода. Первый из них состоит в том, что измерения проводятся с помощью ИП, характеризующихся очень малой областью пространственного осреднения, например, на основе магнитопроводов со щелевым зазором. Несомненно, эта область все равно остается большей, чем размеры отдельных попадающих в нее ППО. Однако влияние ППО в таком случае будет иметь локальный характер, т.е. проявляться в результатах измерений, например, на непрерывной записи в виде отдельных импульсов. При этом коррекция влияния ППО может быть осуществлена последующей специальной обработкой результатов. Погрешность определений  $G_{IS}$  при таком методе преимущественно определяется погрешностью используемой методики обработки.

В работе [143] рассматривается модификация подобного метода, основанная на применении двух смещенных на заданное

расстояние одинаковых ИП кондуктивного типа с малыми размерами электродов. При известной скорости движения пузырьков взаимно корреляционная обработка сигналов от обоих ИП дает возможность выделить часть сигнала, пропорциональную влиянию ППО, а тем самым скорректировать результат измерения проводимости воды  $G_{is}$ .

Второй метод состоит в принципиальном устранении ППО как мешающего фактора, что может быть реализовано применением специальных входных гидравлических фильтров. В отличие от типичных гидравлических фильтров, используемых, например, для выделения длиннопериодных волн (п. 6.1), задачи данного фильтра намного сложнее. С одной стороны, необходимо обеспечить достаточно свободный обмен измерительной области ИП с окружающей средой, а с другой — не пропускать ППО в эту область. Один из возможных способов удовлетворить эти в целом противоречивые требования состоит в использовании различий в закономерностях движения ППО и жидкости.

На захваченный волновой циркуляцией пузырек воздуха действуют две основные силы: гидродинамическая, формируемая движением жидкости, и сила Архимеда. Поскольку движение пузырька обуславливается равнодействующей, равной векторной сумме этих сил, то в конструкции фильтра целесообразно обеспечить общее снижение гидродинамической силы, а в некоторой области — преобладание архимедовой силы. Тогда в этой области становится возможным отвод ППО в сторону (конкретнее — вверх) от потока «чистой» жидкости, который уже без влияния ППО формирует обмен ИП с окружающей средой.

Преобразователь, реализующий такие условия, выполнен в виде диэлектрической ячейки 5 (рис. 3.19) с изолирующим основанием 8 в нижней части, защищающим ячейку снизу от непосредственного сообщения со средой. Центральная часть ячейки представляет собой измерительную камеру 4, выполненную в виде цилиндра и содержащую три кольцевых измерительных электрода 2, внешние из которых замкнуты накоротко между собой. Сообщение камеры со средой обеспечивается посредством наклонных боковых каналов 7 и конусовидного вертикального канала 3 в ее верхней части. Боковые каналы выполнены в виде трубок постоянного сечения и расположены в корпусе ячейки в форме углов, обращенных вершинами вверх. На вершины углов боковых каналов опираются своими основаниями вертикальные каналы 6, выполненные в форме усеченных конусов с меньшим диаметром в верхней части. К последующим узлам измерительной цепи преобразователь подсоединяется линией связи 1.

При измерениях в приповерхностном слое преобразователь располагается изолирующим основанием вниз и ориентируется таким образом, чтобы расположение системы боковых каналов соответствовало направлению потока жидкости. Способы подобной ориентации широко известны. В условиях волнения на соответствующий вход системы боковых каналов действует сила

гидродинамического напора  $F$ , обусловленная волновой циркуляцией. Как известно, волновая циркуляция в приповерхностном слое имеет эллипсовидный характер и в связи с этим преимущественно горизонтальную составляющую скорости. Под действием силы  $F$  двухфазная среда проникает в боковой канал. На воздушные пузырьки, находящиеся в жидкости, действует архимедова сила, направленная вверх и способствующая частичному разделению фаз уже на выходе из этой части бокового канала.

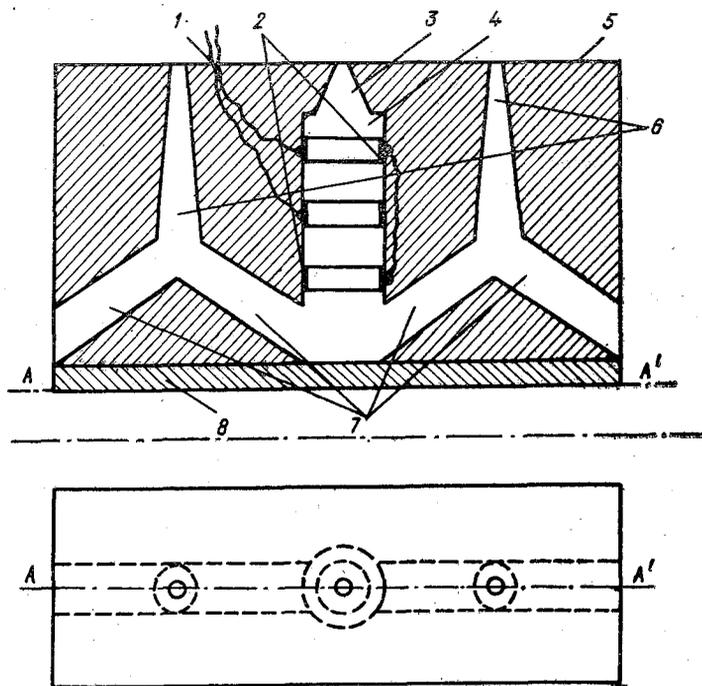


Рис. 3.19. Конструкция преобразователя с входным гидравлическим фильтром, ориентируемым по потоку.

В области соединения бокового и вертикального каналов для пузырьков обеспечивается преобладание архимедовой силы над гидродинамической. В результате воздушно-пузырьковая фаза уходит в вертикальный канал и через его верхнее отверстие покидает ячейку. Наклон вниз второй части бокового канала дополнительно усиливает этот эффект разделения фаз.

Для жидкой фазы, на которую действует только сила гидродинамического напора, сопротивление вертикального канала 5 намного больше, чем сопротивление второй части бокового канала в силу различия размеров сечений. В связи с этим жидкость проходит в измерительную камеру 4, вытесняя находящуюся там

жидкость в противоположный боковой канал и частично в вертикальный канал 3.

Основное назначение канала следующее. При очень больших концентрациях ППО отдельные пузырьки могут все же попадать в измерительную камеру либо вследствие отклонений ячейки от вертикального положения, либо при очень малых размерах этих пузырьков. В таком случае они могут накапливаться в верхней части камеры и приводить к возрастанию погрешности, наличие канала устраняет возможность накопления.

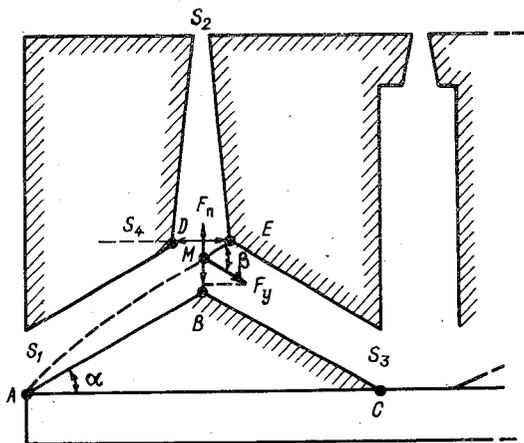


Рис. 3.20. Схема разделения фаз в гидравлическом фильтре.

Геометрия каналов фильтра устанавливается из следующих соображений. Как отмечено выше, в области соединения боковых и вертикальных каналов для воздушных пузырьков должно обеспечиваться превышение архимедовой силы над гидродинамической. Будем считать, что в точке  $M$  (рис. 3.20) находится пузырек минимального размера с радиусом  $r_{\text{мин}}$ . Для него указанное превышение выразится в виде

$$F_{\text{п}} \geq F_y \sin \alpha, \quad (3.43)$$

где  $F_{\text{п}}$  — архимедова (сила плавучести);  $F_y$  — гидродинамическая сила, действующая на пузырек по направлению движения жидкости;  $\alpha$  — угол наклона боковых каналов по отношению к основанию.

Сила  $F_y$  определяется в соответствии с законом Стокса

$$F_y = 6\pi\eta r_{\text{мин}} v_{\text{отн}}, \quad (3.44)$$

где  $\eta$  — динамическая вязкость;  $v_{\text{отн}}$  — скорость движения воды относительно пузырька.

Величина  $v_{\text{отн}}$  может быть задана выражением

$$v_{\text{отн}} = v_3 - v_{\text{п}} \cos \beta,$$

где  $v_3$  — скорость движения жидкости в правой части бокового канала (по оси канала);  $v_{\text{п}}$  — скорость движения пузырька в направлении  $ME$ ;  $\beta$  — угол между векторами  $v_3$  и  $v_{\text{п}}$ .

Считая, что  $\beta \approx 2\alpha$  (см. рис. 3.20), получим выражение для оценки угла наклона боковых каналов

$$2v_{\text{п}} \sin^3 \alpha + (v_3 - v_{\text{п}}) \sin \alpha \leq 2\rho_w g r_{\text{мин}}^2 / (9\eta), \quad (3.45)$$

где  $\rho_w$  — плотность воды;  $g$  — ускорение свободного падения.

Для того чтобы рассмотренные соотношения выполнялись, движение по боковым каналам должно быть ламинарным. Из этого следует, что площадь сечения боковых каналов должна удовлетворять условию

$$s < \pi \text{Re}^2 \eta^2 / (\rho_w^2 v_3^2), \quad (3.46)$$

где  $\text{Re}$  — число Рейнольдса.

Одновременно это приводит к следующим условиям:  $s_4 \leq s_1$  и  $s_1 \approx s_3$  (в соответствии с обозначениями на рис. 3.20).

Считая, что в точку  $M$  попадает пузырек из наилучшего исходного положения, т.е. из точки  $A$ , и его приближенной траекторией является линия  $AME$ , из геометрических соображений находим предельные размеры сечения  $s_4$

$$(s_4)_{\text{мин}} = \pi (2 \sqrt{s_1/\pi} - lv_{\text{к}}/v_{\text{т}})^2 / (4 \sin^2 \alpha),$$

где  $l = [AB]$  — длина бокового канала;  $v_{\text{к}}$  — установившаяся скорость конвективного движения пузырьков по вертикали.

Таким образом, сечение  $s_4$  окончательно выбирается из условия

$$s_1 \geq s_4 > \pi (2 \sqrt{s_1/\pi} - lv_{\text{к}}/v_{\text{т}})^2 / (4 \sin^2 \alpha). \quad (3.47)$$

Для оценки сечения  $s_2$  воспользуемся условием неразрывности

$$V_{s1} = V_{s2} + V_{s3}, \quad (3.48)$$

где  $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$  и  $V_{s3}$  — объемные расходы через сечения  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$ .

Зададимся также значением коэффициента объемной концентрации ППО

$$k_n = \sum V_n / \sum V_w = N_{\text{в}} / N_w, \quad (3.49)$$

где  $\sum V_n$  — суммарный объем воздушной фазы в единице объема двухфазной среды;  $\sum V_w$  — объем фазы в той же единице объема.

Задавая условием, что вся воздушная фаза должна покидать систему фильтра через сечение  $s_3$ , получим из условия (3.48) с использованием выражения (3.49)

$$s_2 = k_n s_1 v_{\text{т}} \cos \alpha / [v_2 (k_n + 1)], \quad (3.50)$$

где  $v_2 \geq v_K$  — скорость движения через сечение  $s_2$ , которая в предельном случае равна конвективной скорости пузырьков, но может превышать  $v_K$  из-за того, что над выходом вертикального канала окружающая среда движется со скоростью  $v_T \gg v_K$ .

Одновременно с (3.50) следует придерживаться очевидного условия

$$s_2 > s_{п. макс}, \quad (3.51)$$

где  $s_{п макс}$  — площадь поперечного сечения воздушного пузырька максимального объема.

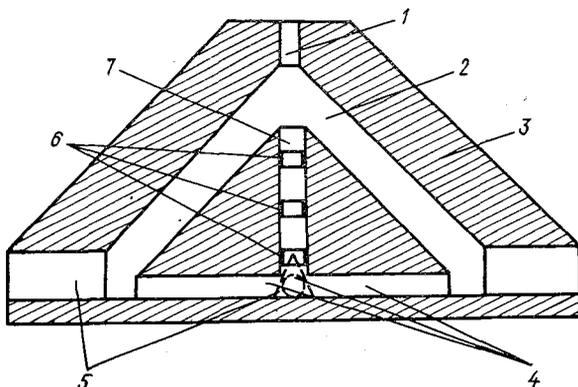


Рис. 3.21. Конструкция ненаправленного преобразователя с входным гидравлическим фильтром.

Сочетание выражений (3.46), (3.50) и (3.51) позволяет поставить условия и для  $s_1$

$$\frac{\pi R_e^2 \eta^2}{\rho_w v_T^2 \cos^2 \alpha} > s_1 > \frac{s_{п макс} v_2 (k_n + 1)}{k_n v_T \cos \alpha}. \quad (3.52)$$

Длина боковых каналов  $l = [AB] = [AC]$  и высота вертикального канала  $h$  могут быть установлены из соображений заданной временной задержки фильтра

$$\tau_3 = \xi \tau_B,$$

где  $\xi$  — задаваемый коэффициент задержки;  $\tau_B$  — полупериод волнения.

В соответствии с этим получим:

$$l \leq \xi \tau_B v_T \cos \alpha / (k_n + 2); \quad (3.53)$$

$$h \geq \xi \tau_B v_2 (k_n + 1) / (k_n + 2). \quad (3.54)$$

Аналогичная задача разделения фаз в гетерогенной системе рипервоверхностного слоя моря решается с помощью конструкции фильтра с четырьмя входными каналами (рис. 3.21). Ее достоинством является отсутствие требований ориентации по направлению

движения в волне. Фильтр состоит из кольцевой конусовидной полости 2, наклонной по отношению к основанию, например, под углом  $45^\circ$  и сообщаемой со средой посредством центрального узкого цилиндрического канала 1 в верхней части корпуса 3 и системы из четырех радиально расположенных боковых каналов 5 в нижней части. Каждый из каналов 5 в своем поперечном сечении выполнен в форме треугольника, обращенного вверх. Измерительная камера 7, выполненная в виде вертикальной цилиндрической полости, расположена в центральной части корпуса ячейки соосно с каналом 1 и связана с фильтрующей камерой 2 посредством радиальных каналов 4 круглого сечения. Внутри измерительной камеры располагается группа кольцевых электродов 6, крайние из которых замкнуты накоротко между собой.

Принцип осуществления фильтрации в этой конструкции практически тот же, что и в предыдущей. Двухфазная среда под воздействием гидродинамического напора через боковые каналы 5 проходит в фильтрующую камеру, и здесь происходит отделение воздушных пузырьков от потока воды за счет действия на них вертикально направленной архимедовой силы. Выполнение каналов 5 в форме треугольника способствует разделению фаз благодаря тому, что пузырьки при своем движении по каналу стремятся уйти к его вершине, тем самым проникновение в круглый радиальный канал 4 и для них вдвойне осложнено. Угол наклона фильтрующей камеры задается из соотношения между стоксовой и архимедовой силами, действующими на пузырек. При приближенном равенстве этих сил на выходе из канала целесообразен наклон камеры  $45^\circ$ , поскольку под таким углом наклонена равнодействующая сила.

Горизонтальный размер  $l$  фильтрующей камеры имеет довольно важное значение. При малом размере ухудшаются условия разделения фаз, а при большом ухудшается водообмен измерительной камеры. В работе [7] предложена формула для оценки  $l$

$$l \approx v_c \sqrt{md/(\rho_w g V_{\min})},$$

где  $v_c$  — среднее значение горизонтальной составляющей скорости движения воды в камере;  $m$  — приведенная (с учетом вязкости) масса пузырька наименьшего размера  $\rho_w$  — плотность воды;  $g$  — ускорение свободного падения;  $V_{\min}$  — объем пузырька наименьшего размера;  $d$  — диаметр радиальных каналов 4.

Наличие четырех входных каналов обеспечивает ненаправленность преобразователя (отсутствие требования ориентации по потоку) благодаря следующему. Гидродинамическое давление на входе канала пропорционально квадрату косинуса угла между осью канала и направлением потока. В общем случае при произвольном расположении преобразователя давление будет создаваться на двух входах, при этом суммарное давление будет пропорционально  $(\cos^2 \alpha + \cos^2 (90^\circ - \alpha))$  т.е. остается постоянным

независимо от ориентации ( $\cos^2 \alpha + \cos^2 (90^\circ - \alpha) \equiv 1$ ). Тем самым оказывается не зависящим от ориентации обмен измерительной камеры со средой.

## Глава 4

### Преобразователи гидростатического давления

#### 4.1. Чувствительные элементы преобразователей гидростатического давления

Наиболее распространенной схемой преобразования гидростатического давления в электрический сигнал является схема с предварительным преобразованием давления в относительную деформацию (перемещение) чувствительного элемента (ЧЭ). В отличие от большинства других измерительных преобразователей в ИП давления, ЧЭ может быть выделен как самостоятельный, функционально законченный узел. Дальнейшее же преобразование деформации ЧЭ в электрический сигнал осуществляется с использованием ИП (строго говоря, уже не преобразователей давления, а преобразователей деформации), которые могут быть классифицированы по используемому методу преобразования на резистивные, индуктивные, емкостные, пьезоэлектрические и резонансные. Из них в океанологической технике емкостные и пьезоэлектрические ИП практически не нашли применения и поэтому в дальнейшем не рассматриваются. Кроме этого, можно выделить самостоятельный вид ИП давления, который может считаться интересным для задач глубоководных измерений — безмембранные ИП, когда измеряемое давление воздействует непосредственно на ИП без предварительного преобразования в деформацию ЧЭ.

ИП давления в океанологической технике используются как для прямых измерений давления при зондировании либо при контроле положения прибора на горизонте, так и для косвенных измерений, например колебаний уровня. Большое количество типов ИП давления выпускается промышленностью, однако практически все серийные ИП для непосредственного использования в морских условиях малоприспособны. В большинстве из них отсутствует защита от агрессивного действия морской воды, из-за чего становятся необходимыми дополнительные конструктивные видеомодификации. Во-вторых, их чувствительность и заводской класс точности не всегда удовлетворяют поставленным задачам, и это обуславливает целесообразность специального конструирования, хотя обычно и на известных принципах, но с учетом и устранением факторов, формирующих погрешность (в простейшем случае — путем совершенствования серийной конструкции после тщательного лабораторного исследования).

В ИП давления в качестве чувствительных элементов применяются плоские либо гофрированные мембраны, мембранные коробки, сильфоны, трубки специальной конфигурации (рис. 4.1) и некоторые их разновидности [63, 89].

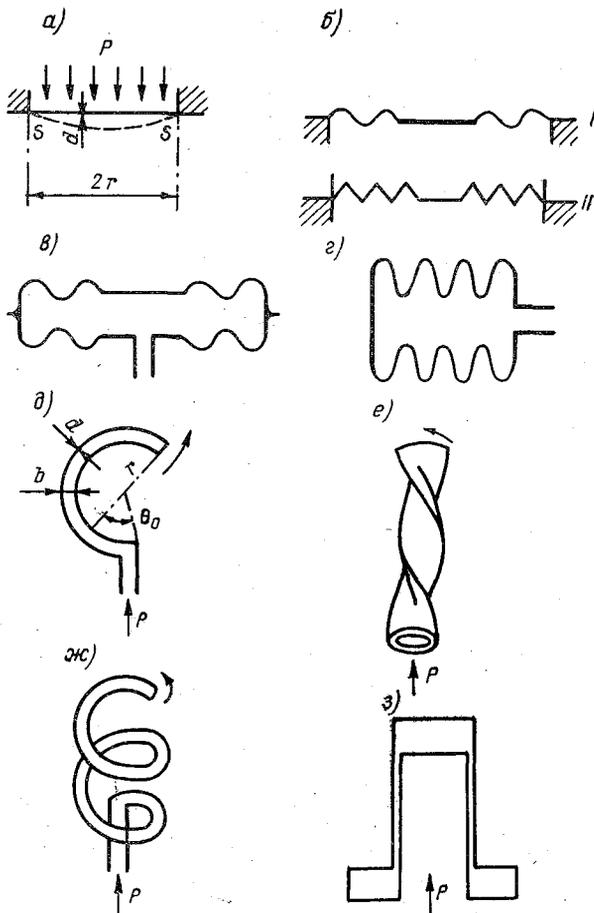


Рис. 4.1. Конструкции чувствительных элементов ИП давления.

Плоские мембраны (рис. 4.1 *a*) применяются при сравнительно малых перемещениях центра, когда связь этих перемещений с действующим на мембрану давлением может рассматриваться как линейная с достаточно хорошим приближением. Различают тонкие и защемленные мембраны. Тонкие мембраны отличаются от защемленных пренебрежимо малой жесткостью к изгибающим усилиям. При воздействии на тонкую мембрану давления  $P$  возникают только радиальные усилия в виде натяжения  $S$ . При

толщине мембраны  $d$  и радиусе  $r$  перемещение центра  $\delta_T$  может быть при  $\delta_T \leq 0,005 r$  рассчитано по формуле

$$\delta_T = r^2 P / (4S), \quad (4.1)$$

равномерно распределенное по всей поверхности напряжение  $\sigma_T$

$$\sigma_T = S/d. \quad (4.2)$$

Для заземленной мембраны перемещение центра  $\delta_3$  при  $\delta_3 \leq 0,5 d$

$$\delta_3 = 3(1 - \mu^2) r^4 P / (16Ed^3), \quad (4.3)$$

где  $\mu$  — коэффициент Пуассона для материала мембраны;  $E$  — модуль Юнга для этого материала.

Напряжение  $\sigma_3$ , равномерно распределенное по окружности заземленной мембраны, равно

$$\sigma_3 \approx 3r^2 P / (4d^2). \quad (4.4)$$

Если перемещение  $\delta$  недостаточно для обеспечения качественного дальнейшего преобразования, например в случае использования ползунковых реостатов как преобразователей  $\delta$  в сопротивление, то вместо плоских мембран используются гофрированные мембраны либо мембранные коробки (рис. 4.1 б, в). Принято считать, например [63], что перемещение центра гофрированной мембраны может достигать 2% диаметра, причем мембраны могут соединяться в коробки (рис. 4.1 в) при пропорциональном возрастании перемещения центра.

Несомненно, что большая эластичность гофрированных мембран и коробок по сравнению с плоскими мембранами приводит к возрастанию влияния механических помех (вибраций, ускорений), а также к возрастанию гистерезиса, причем звеном, наиболее способствующим появлению гистерезиса, обычно является соединение мембраны с корпусом преобразователя или соединение мембран между собой в коробках. К этим узлам предъявляются повышенные технологические требования. Наиболее целесообразны сварные соединения, иногда применяется пайка твердыми припоями.

Профили гофров могут быть различными (рис. 4.1 б): синусоидальными (I), пильчатыми (II), трапециевидными, причем характеристики мембран довольно мало зависят от типа профиля, вследствие этого его выбор чаще всего определяется технологическими соображениями [63]. Преимущественное влияние на характеристику оказывают глубина гофрирования и количество гофров при заданном диаметре мембраны.

Связь между перемещениями центра и действующим давлением  $P$  для гофрированных мембран определяется выражением [17]

$$Pr^4 / (Ed) = a \delta / d + b \delta^3 / d^3, \quad (4.5)$$

где

$$\begin{aligned} a &= 2(3 + \alpha)(1 + \alpha)/[3k_1(1 - \mu^2/\alpha^2)], \\ b &= [32k_1/(\alpha^2 - 9)] \{1/6 - (3 - \mu)/[(\alpha - \mu)(\alpha + 3)]\}, \\ \alpha &= \sqrt{k_1 k_2}, \end{aligned}$$

$k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты, определяемые геометрическими параметрами гофров; при неглубоком гофрировании могут быть рассчитаны по аналитическим выражениям, а в общем случае — по номограммам, приводимым в литературе, например [63].

Как следует из выражения (4.5), зависимость  $\delta(P)$  оказывается существенно нелинейной. Возможность пренебрежения членом, содержащим  $\delta^3$ , например, с погрешностью порядка 1%, обычно осуществима лишь при  $b/a \approx 10^{-4}$ , что реализуется при соотношении между глубиной гофрирования  $H$  и толщиной мембраны  $H/d = 14 \div 16$ . Однако при этом значительно падает чувствительность преобразования  $P \rightarrow \delta$  вследствие увеличения коэффициента  $a$ . В связи с этим в реальных случаях становится необходимым выбор разумного компромисса между требованиями линейности и чувствительности, либо использование в дальнейших звеньях преобразования перемещения в электрический сигнал такого вида характеристики, который бы обеспечивал автоматическую компенсацию нелинейности характеристики вида (4.5).

При наличии в мембране жесткого центра с радиусом  $r$  в выражение (4.5) вводятся дополнительные коэффициенты  $\eta_P$  и  $\xi_P$ , являющиеся функциями  $a$  и  $r/R$ :

$$PR^4/(Ed) = \eta_P(a; r/R) a \delta/d + \xi_P(a, r/R) b \delta^3/d^3. \quad (4.6)$$

При  $r/R < 0,2$  влияние коэффициентов  $\eta_P$  и  $\xi_P$  незначительно. С возрастанием  $r/R$  до значения 0,8 при  $\alpha = 16$  значение  $\eta_P$  нелинейно возрастает до 2,9, а  $\xi_P$  — до 27,0 [17].

Обычные гофрированные мембраны нашли широкое применение в преобразователях гидростатического давления судовых волнографов ГМ-16, ГМ-32, ГМ-62 (датчик качки) и в некоторых приборах несерийного изготовления.

Мембранные анероидные коробки (рис. 4.1 в) применяются в устройствах, где необходимо обеспечить большее перемещение по сравнению с максимально возможным для одиночной мембраны. Каждая из мембран коробки, как правило, снабжена жестким центром, и соединение коробок между собой осуществляется посредством жесткого соединения центров. Характеристика каждой из мембран определяется в соответствии с выражением (4.6), а результирующее перемещение  $\Delta$  может рассматриваться как сумма элементарных перемещений  $\delta$  центров отдельных мембран.

При своей высокой чувствительности мембранные коробки обладают существенной нелинейностью, и их целесообразно применять лишь в устройствах, где изменчивость  $P$  невелика, например при исследованиях волновых пульсаций давления. В широ

ком же диапазоне изменчивости  $P$  (при зондировании, при исследованиях колебаний уровня) для получения высокой чувствительности более целесообразно использование сильфонов (рис. 4.1 з).

Сильфоны характеризуются как высокой чувствительностью, так и линейностью функции преобразования. Связь между перемещениями центра  $\delta_c$  и гидростатическим давлением  $P$  для сильфонов при количестве гофров у них, равном  $n$ , наружном радиусе  $R_{\text{н}}$  и толщине материала гофров  $d_c$  определяется выражением

$$\delta_c = 2nA_p P R_{\text{н}}^4 / (E d_c^3), \quad (4.7)$$

где  $A_p$  — коэффициент, вычисляемый по формуле:

$$A_p = 3(1 - \mu^2)(c^4 - 1 - 4c^2 \ln c) / (16c^4), \quad (4.8)$$

где  $c = R_{\text{н}}/R_{\text{вн}}$ ;  $R_{\text{вн}}$  — внутренний радиус сильфона.

Сильфоны как чувствительные элементы используются в механических устройствах для измерения уровня (ГМ-28, ГМ-23-II), в батитермографах ГМ-9-III, ГМ-7-III и в измерительных устройствах несерийного изготовления.

В некоторых конструкциях батитермозондов, например [49], а также в автономном измерителе АЦИТ [22] нашли применение чувствительные элементы в виде трубок Бурдона (рис. 4.1 д, е, ж). Различают С-образные (д), спиральные (е) и винтовые (ж) трубки. Наиболее распространены в технике измерений С-образные трубки, которые позволяют получить полезные перемещения до 2—3 мм и в связи с этим могут без использования кинематически-множительных механизмов состыковываться с простыми электромеханическими преобразователями типа проволочных релюэстов. Функции преобразования С-образных трубок обычно устанавливаются графическими методами, однако для приближенных оценок может быть использована расчетная формула [89] (при эллиптической форме сечения)

$$\Delta\Theta/\Theta_0 = 1,16 P r_{\text{н}}^2 / (d_{\text{т}} E b), \quad (4.9)$$

где  $\Delta\Theta$  — угол поворота свободного конца трубки;  $\Theta_0$  — угол, образованный радиусами, проведенными из концов трубки;  $r_{\text{н}}$  — радиус линии изгиба трубки;  $E$  — модуль упругости материала;  $b$  — размер малой оси трубки (расстояние между серединами внутренней и наружной стенок);  $d_{\text{т}}$  — толщина стенок.

Как следует из выражения (4.9), увеличение отношения  $r_{\text{н}}/b$  приводит к резкому возрастанию чувствительности, однако одновременно с этим понижается виброустойчивость. В реальных конструкциях целесообразно задавать некоторое компромиссное значение этого соотношения.

С-образные трубки могут применяться для измерения давлений от  $3 \cdot 10^4$  до  $10^8$  Па.

В отдельных вариантах конструкций измерителей давления находят применение трубчатые чувствительные элементы (рис. 4.1 з). Весьма важным их достоинством является простота конструкции,

особенно отсутствие каких-либо трудностей крепления элемента к корпусу преобразователя. Дело в том, что, как правило, трубчатые элементы изготавливаются цельнометаллическими.

Под влиянием давления, подаваемого внутрь трубки, в ее тонких стенках возникают тангенциальные напряжения. Напряжение на внутренней поверхности

$$\sigma_{вн} = P(n^2 + 1)/(n^2 - 1), \quad (4.10)$$

на наружной

$$\sigma_{н} = 2P/(n^2 - 1), \quad (4.11)$$

где  $P$  — действующее гидростатическое давление;  $n$  — отношение внешнего радиуса трубки к ее внутреннему радиусу.

В сочетании с аксиальным напряжением, возникающим из-за прямого воздействия давления на закрытый конец трубки, напряжение  $\sigma_{н}$  обуславливает тангенциальную деформацию внешней поверхности  $\epsilon_{н}$

$$\epsilon_{н} = \sigma_{н}(1 - 0,5\mu)/E - P(2 - \mu)/[E(n^2 - 1)], \quad (4.12)$$

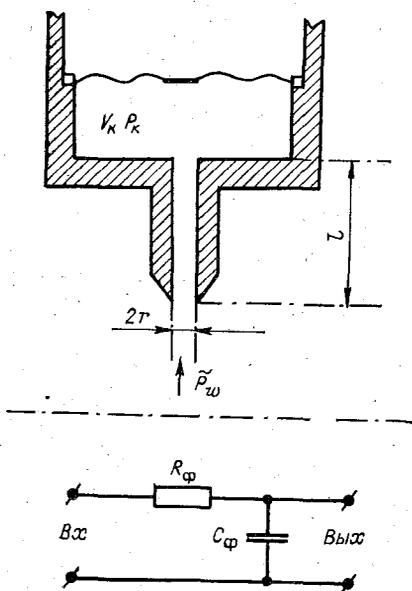


Рис. 4.2. Схема фильтрации пульсаций давления.

где  $E$  — модуль упругости материала трубки;  $\mu$  — коэффициент Пуассона.

По сравнению с другими вариантами конструкций чувствительных элементов трубчатый наряду с достоинствами имеет весьма существенный недостаток — довольно малый запас прочности по отношению к верхней границе измеряемых давлений, что требует весьма строгих мер предосторожности при его эксплуатации.

При измерениях в морских условиях изменяющееся гидростатическое давление чаще всего подается на воспринимающую поверхность чувствительного элемента не непосредственно, а через переходную камеру, соединяющуюся со средой узкой подводящей трубкой (рис. 4.2). Целесообразность такой конструкции обусловлена рядом причин: стремлением избавиться от пульсаций давления, вызванных, например, обтеканием чувствительного элемента при его движении; необходимостью защиты элемента от агрессивного воздействия морской воды и т. д.

Сочетание узкой подводящей трубки и переходной камеры представляет собой гидравлический фильтр, эквивалентный элек-

трическому RC-фильтру нижних частот (рис. 4.2). Характеристикой конструкции, эквивалентной электрическому сопротивлению, является гидравлическое сопротивление  $R_{\phi}$  подводящей трубки, определяемое в случае ламинарного потока и цилиндрической формы трубки по формуле

$$R_{\phi} = 8\eta l / (\pi r^4), \quad (4.13)$$

где  $\eta$  — динамическая вязкость жидкости;  $l$  — длина трубки;  $r$  — радиус трубки.

Переходная камера является элементом конструкции, эквивалентным электрической емкости. Если не учитывать изменения объема, связанные с деформацией чувствительного элемента, то гидравлическую емкость  $C_{\phi}$  переходной камеры при ее объеме  $V_{\kappa}$  и давлении внутри, равном  $P_{\kappa}$ , можно определить по формуле

$$C_{\phi} = V_{\kappa} / P_{\kappa}. \quad (4.14)$$

Значение постоянной времени  $\tau_{e\phi}$  рассмотренной конструкции

$$\tau_{e\phi} = R_{\phi} C_{\phi} = 8\eta V_{\kappa} / (\pi r^4 P_{\kappa}) \quad (4.15)$$

полностью определяет передаточную характеристику фильтра

$$F(j\omega) = (1 + j\omega\tau_{e\phi})^{-1}, \quad (4.16)$$

где  $\omega$  — круговая частота.

С целью защиты элемента от агрессивного воздействия морской воды переходную камеру и трубку обычно заполняют какой-либо специальной жидкостью с низкой температурой замерзания и малой коррозионной активностью. При этом жидкость отделяется от морской воды тонкой эластичной перегородкой, практически не влияющей на параметры фильтра. На передаточную характеристику (4.16) в таком случае влияет лишь вязкость этой жидкости, которую целесообразно задавать намного превышающей вязкость воды. Это дает возможность за счет увеличения  $R_{\phi}$  существенно уменьшить габариты фильтра при заданном значении постоянной времени.

В ряде устройств, например в некоторых типах волнографов (ГМ-16, ГМ-32, ГМ-62), необходимы измерения не абсолютного значения гидростатического давления, а его вариаций на фоне довольно большого среднего значения:  $(5-7) \cdot 10^5$  Па. Поскольку расширением диапазона измерений у большинства чувствительных элементов, как правило, резко падает чувствительность, то в данном случае становится целесообразной компенсация исходной (неварирующей) части давления.

Наиболее распространен компенсатор (рис. 4.3 а), содержащий фиксированный объем воздуха в эластичной, например резиновой, камере 1, связанной через канал 2 с внутренней полостью цилиндрической камеры 3, одной из стенок которой является гофрированная мембрана 4. При возрастании внешнего давления  $P_{\text{н}}$

воздух из камеры 1 постепенно вытесняется в камеру 3, автоматически поддерживая внутри нее такое же давление, как и снаружи. Такая компенсация обеспечивается до тех пор, пока при некотором давлении  $P_K$  не вытеснится весь воздух из камеры 1. После этого вход канала 2 перекрывается жесткими полусферами 5 и 6, плотно пригнанными друг к другу. В результате гофрированная мембрана будет реагировать лишь на разность давлений  $P_H - P_K$  при  $P_H > P_K$ .

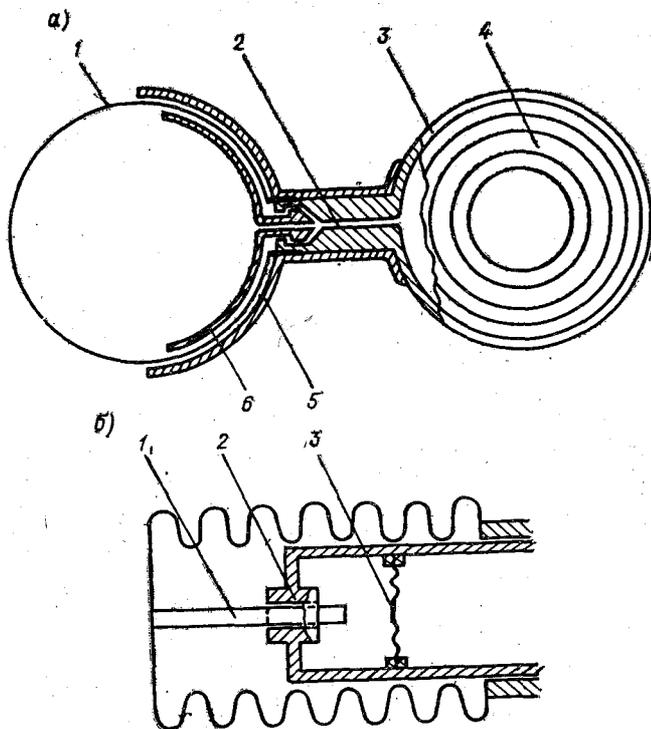


Рис. 4.3. Конструкции компенсаторов.

Существенный недостаток такой конструкции состоит в том, что внутреннее давление в камере 3 при  $P_H > P_K$  является функцией температуры воздуха:

$$P_K(t) = P_{K0}(1 + \gamma_P t), \quad (4.17)$$

где  $\gamma_P$  — термический коэффициент давления газа;  $t = T - 273$  — температура газа.

При нелинейной функции преобразования, например вида (4.6), характерной для гофрированных мембран, зависимость (4.17) обуславливает появление систематической погрешности измерений вариации давления, которая может оказаться весьма существенной для ситуаций, когда температура среды при изме-

рениях значительно отличается от температуры при определении градуировочной характеристики преобразователя общепринятым методом, рассмотренным, например, в работе [77].

Удобной и зачастую более качественной конструкцией компенсатора является такая, где в качестве компенсационного элемента используется сильфон (рис. 4.3 б). Жесткий центр сильфона снабжен штоком 1, свободно перемещающимся в направляющей втулке 2. На некотором регулируемом расстоянии от конца штока размещен чувствительный элемент 3. При возрастании наружного давления чувствительный элемент остается в ненагруженном состоянии до тех пор, пока при давлении  $P_K$  с ним не соприкоснется свободный конец штока. Поскольку расстояние между элементом и штоком регулируется, то исходной установкой этого расстояния может быть задано требуемое значение  $P_K$  в достаточно широких пределах.

Близкий к рассмотренной конструкции вариант компенсатора использован в гидростатических регистраторах уровня моря типа ГМ-28. Отличия состоят лишь в том, что после достижения  $P_K$  сильфон продолжает работать как чувствительный элемент, обеспечивая перемещения прижатого к штоку механического указателя. В рассмотренной же выше конструкции из-за значительных различий в жесткости сильфона и мембраны 3 после достижения  $P_K$  сильфон обеспечивает лишь передачу давления на мембрану, т. е. становится полностью пассивным элементом.

## 4.2. Резистивные преобразователи

**Проволочные тензорезисторы.** Принцип действия проволочных тензорезисторов основан на свойствах изменения сопротивления металлических проводников при их деформации. Если к линейному проводнику приложено некоторое усилие, то он деформируется как в продольном, так и в поперечном направлении. Продольная деформация  $\varepsilon_0 = \Delta l/l$  (относительное изменение длины) в области упругих деформаций связана с действующим механическим напряжением законом Гука

$$\varepsilon_0 = \sigma/E, \quad (4.18)$$

где  $\sigma$  — действующее напряжение;  $E$  — модуль Юнга.

Поперечная деформация  $\varepsilon_{\pi} = \Delta D/D$  (относительное изменение диаметра) связана с  $\varepsilon_0$  через коэффициент Пуассона  $\mu$ :

$$\varepsilon_{\pi} = -\mu\varepsilon_0. \quad (4.19)$$

Поскольку сопротивление провода  $R$  определяется выражением

$$R = \rho l/s, \quad (4.20)$$

( $\rho$  — удельное сопротивление,  $l$  — длина,  $s$  — площадь поперечного сечения), то при наличии деформации  $\varepsilon_0$  и  $\varepsilon_{\pi}$  изменения

сопротивления из-за воздействия напряжения  $\sigma$  могут быть представлены в следующем виде:

$$\frac{dR}{d\sigma} = \frac{\rho}{s} \frac{\partial l}{\partial \sigma} - \frac{\rho l}{s^2} \frac{\partial s}{\partial \sigma} + \frac{l}{s} \frac{\partial \rho}{\partial \sigma} \quad (4.21)$$

или в относительном виде

$$\frac{1}{R} \frac{dR}{d\sigma} = \frac{1}{l} \frac{\partial l}{\partial \sigma} - \frac{1}{s} \frac{\partial s}{\partial \sigma} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \rho}{\partial \sigma}. \quad (4.22)$$

Если пренебречь изменениями удельного сопротивления, то чувствительность тензорезисторов  $k_\sigma$  к изменениям механического напряжения с учетом (4.18) и (4.19) окажется равной

$$k_\sigma = \frac{1}{R} \frac{dR}{d\sigma} = \frac{1}{E} (1 + 2\mu), \quad (4.23)$$

а чувствительность к продольной деформации

$$k_\epsilon = \frac{dR}{R} \bigg/ \frac{\partial l}{l} = 1 + 2\mu. \quad (4.24)$$

Поскольку выходным параметром чувствительных элементов обычно является значение деформации, то для тензорезисторов, применяемых в преобразователях давления, как правило, указывается коэффициент тензочувствительности  $k_\epsilon$  в виде (4.24). Так как значение  $\mu$  для большинства металлов и сплавов находится в пределах 0,3—0,5, то  $k_\epsilon$  составляет 1,6—2,0. Однако экспериментальные данные обычно дают более высокие значения, что приводит к выводу о достаточно существенном влиянии на тензочувствительность изменений удельного сопротивления материала. Реальные значения  $k_\epsilon$  составляют 2—5 [89], причем для ряда металлов и сплавов  $k_\epsilon$  является функцией деформации, что обуславливает нелинейность характеристики тензочувствительности.

В связи с этим целесообразно применение в качестве тензочувствительных элементов лишь немногих сплавов, отличающихся постоянством  $k_\epsilon$  (при постоянной температуре), например сплава типа «ферри» (55 % Cu, 45 % Ni) с  $k_\epsilon \approx 2,2$ , сплава «адванс» (58 % Cu, 42 % Ni) с  $k_\epsilon \approx 2,1$  и некоторых других.

Важной характеристикой тензочувствительных элементов является их предел прочности на растяжение, который для указанных выше сплавов составляет примерно  $4,6 \cdot 10^8$  Па. Оценивая значение модуля Юнга в  $(1-2) \cdot 10^{11}$  Па, получим предельно возможные значения деформаций тензочувствительных элементов  $(2 \div 5) \cdot 10^{-3}$ . Поскольку  $k_\epsilon \approx 2$ , то изменения сопротивления при предельных деформациях составляют не более 0,4—1,0 %, и для обеспечения статической погрешности измерения деформаций порядка  $\pm 1$  % оказывается необходимым обеспечивать измерения сопротивления с погрешностью не хуже 0,004—0,01 % что, несомненно, представляет собой чрезвычайно сложную задачу.

Одним из наиболее существенных факторов при решении такой задачи является температурная чувствительность тензодетекторов. Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) для сплавов типа «ферри», «адванс», константан оценивается как минимально возможный и составляет примерно  $\pm 0,002\% \cdot K^{-1}$ . При их эксплуатации в морских условиях, например при зондировании, когда изменения температуры могут достигать 20 К, температурная погрешность измерения деформаций составит 4—10 %, что явно неприемлемо. В связи с этим одиночные тензорезисторы в измерениях, как правило, не используются. Для автоматической компенсации влияния температуры тензорезисторы объединяются в полумостовые либо четырехплечные мостовые схемы (рис. 4.4).

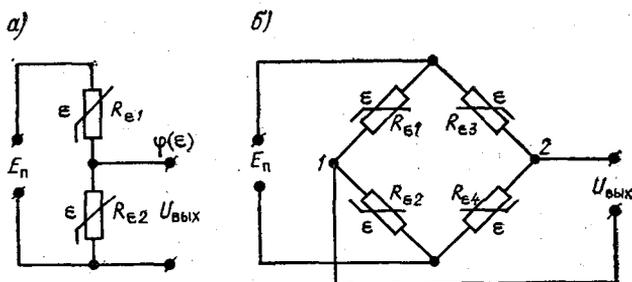


Рис. 4.4. Варианты схем ИП с тензорезисторами.

Полумостовая схема (рис. 4.4 а) содержит два идентичных тензорезистора  $R_{\epsilon 1}$  и  $R_{\epsilon 2}$ , включенных как делитель напряжения питания  $E_{\Pi}$ . Выходной сигнал схемы  $U_{\text{ВЫХ}}$  составляет

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_{\Pi} R_{\epsilon 2} / (R_{\epsilon 1} + R_{\epsilon 2}). \quad (4.25)$$

Если оба тензорезистора имеют одинаковые температурные коэффициенты, т. е.

$$\frac{1}{R_{\epsilon 1}} \frac{\partial R_{\epsilon 1}}{\partial T} = \frac{1}{R_{\epsilon 2}} \frac{\partial R_{\epsilon 2}}{\partial T}, \quad (4.26)$$

то результирующее влияние температуры на выходной сигнал

$$\frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial T} = \frac{E_{\Pi} R_{\epsilon 1} R_{\epsilon 2}}{(R_{\epsilon 1} + R_{\epsilon 2})^2} \left( \frac{1}{R_{\epsilon 2}} \frac{\partial R_{\epsilon 2}}{\partial T} - \frac{1}{R_{\epsilon 1}} \frac{\partial R_{\epsilon 1}}{\partial T} \right) \quad (4.27)$$

оказывается равным нулю.

При неудачном подборе тензорезисторов, когда разность их ТКС составляет  $\Delta_{\text{ТКС}}$ , температурный коэффициент выходного сигнала

$$\frac{1}{U_{\text{ВЫХ}}} \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial T} = \frac{R_{\epsilon 1} \Delta_{\text{ТКС}}}{R_{\epsilon 1} + R_{\epsilon 2}} \quad (4.28)$$

резко возрастает и при  $R_{\epsilon 1} \approx R_{\epsilon 2}$  составляет  $\approx 0,5 \Delta_{\text{ТКС}}$ .

Очевидно, применение тензорезисторов из одного и того же сплава еще не избавляет от влияния температуры, поскольку ТКС у конкретных образцов, как указано выше, может изменяться от  $-0,002$  до  $+0,002$   $\%/K$ . В связи с этим оказывается необходимым индивидуальный контроль и подбор ТКС даже при столь малых его значениях.

Тензорезисторы полумоста должны располагаться на некоторой деформируемой основе, в простейшем случае — непосредственно на мембране, таким образом, чтобы один из них был подвержен деформации, а второй выполнял лишь роль компенсационного. Один из вариантов такого расположения, например на заземленной мембране, следующий: деформируемый тензорезистор располагается радиально, а компенсационный — у внешнего края мембраны по дуге окружности. Находясь на одной и той же подложке, тензорезисторы имеют практически одну и ту же температуру и при одинаковых ТКС обеспечивают получение независимого от температуры выходного сигнала. В таком варианте конструкции чувствительность полумоста к деформации, получаемая из (4.25) с учетом (4.24), следующая:

$$\frac{1}{U_{\text{ВЫХ}}} \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial \varepsilon} = \frac{R_{\varepsilon 1}}{R_{\varepsilon 1} + R_{\varepsilon 2}} \left( \frac{1}{R_{\varepsilon 2}} \frac{\partial R_{\varepsilon 2}}{\partial \varepsilon} \right) = \frac{R_{\varepsilon 1} k_{\varepsilon 2}}{R_{\varepsilon 1} + R_{\varepsilon 2}}. \quad (4.29)$$

Однако при этом остается неиспользованной тензочувствительность компенсационного резистора, что снижает максимально возможную чувствительность схемы полумоста. В связи с этим более целесообразно реализовать конструкцию таким образом, чтобы один из тензорезисторов испытывал деформацию растяжения, а второй — деформацию сжатия. В этом случае изменения сопротивлений  $R_{\varepsilon 1}$  и  $R_{\varepsilon 2}$  окажутся противоположными по знаку и чувствительность полумоста к деформации будет равна

$$\frac{1}{U_{\text{ВЫХ}}} \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial \varepsilon} = \frac{2R_{\varepsilon 1} k_{\varepsilon}}{R_{\varepsilon 1} + R_{\varepsilon 2}} \quad (4.30)$$

при  $k_{\varepsilon 1} = k_{\varepsilon 2} = k_{\varepsilon}$ , т.е. чувствительность оказывается в два раза большей по сравнению с предыдущим вариантом.

Реализация такой конструкции возможна в том случае, когда в качестве деформируемой несущей основы тензорезисторов используется отдельная упругая пластинка (балка), деформируемая за счет связи с жестким центром мембраны (рис. 4.5а). При перемещении центра  $\delta$ , указанном стрелкой, тензорезистор 1, очевидно, будет испытывать деформацию растяжения, а тензорезистор 2 — деформацию сжатия.

В схеме четырехплечного моста (рис. 4.4б) потенциалы точек 1 и 2 ( $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ ) в зависимости от температуры должны изменяться одинаково, а в зависимости от деформации — противоположным образом. В таком случае значение выходного сигнала  $U_{\text{ВЫХ}}$ , являющегося разностью потенциалов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , окажется не

зависимым от температуры при равенстве ТКС тензорезисторов и будет иметь повышенную чувствительность к деформации.

На рис. 4.5 б представлен вариант реализации такой конструкции. Тензорезисторы наклеены с двух сторон на упругую пластину, центр которой жестко связан с центром мембраны. При перемещениях  $\delta$ , указанных стрелкой, тензорезисторы 1 и 4 ( $R_{e1}$  и  $R_{e4}$ ) испытывают деформации сжатия, а тензорезисторы 2 и 3 ( $R_{e2}$  и  $R_{e3}$ ) — деформацию растяжения. При этом изменение потенциалов точек 1 и 2 (рис. 4.4 б):

$$\frac{1}{\varphi_1} \frac{\partial \varphi_1}{\partial \varepsilon} = \frac{2R_{e1}k_e}{R_{e1} + R_{e2}}, \quad (4.31)$$

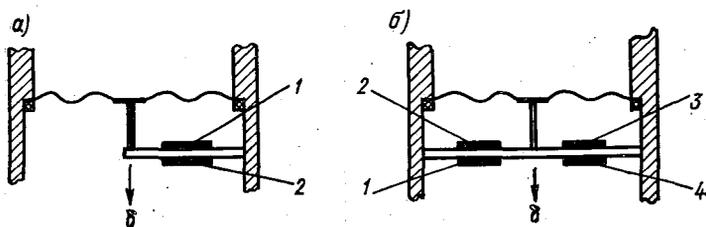


Рис. 4.5. Конструкции мембранных ИП с тензорезисторами.

$$\frac{1}{\varphi_2} \frac{\partial \varphi_2}{\partial \varepsilon} = - \frac{2R_{e3}k_e}{R_{e3} + R_{e4}} \quad (4.32)$$

при  $k_{e1} = k_{e2} = k_{e3} = k_{e4} = k_e$ .

Изменения выходного сигнала

$$\frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial \varepsilon} = \frac{\partial \varphi_1}{\partial \varepsilon} - \frac{\partial \varphi_2}{\partial \varepsilon} \approx \frac{4R_{e1}k_e}{R_{e1} + R_{e2}} \varphi_1 \quad (4.33)$$

при  $R_{e1} \approx R_{e3}$ ,  $R_{e2} \approx R_{e4}$ ,  $\varphi_1 \approx \varphi_2$ .

Таким образом, чувствительность подобной конструкции возрастает в 4 раза по сравнению с конструкцией с одиночным деформируемым тензорезистором (4.29) и в 2 раза по сравнению конструкцией на рис. 4.5 а.

Автоматическая температурная компенсация в схеме четырех-лучного моста при равенстве ТКС тензорезисторов достигается той же мере, что и в схеме полумоста. При различных же ТКС возможны два варианта: 1) различия между  $R_{e1}$  и  $R_{e2}$  и между  $R_{e3}$  и  $R_{e4}$ , имеющие одинаковые знаки  $\Delta_{\text{ТКС}}$ , автоматически компенсируются в результате вычитания потенциалов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ ; 2) аналогичные различия, имеющие разные знаки, усиливаются за счет вычитания потенциалов. Таким образом, в общем случае схема четырехлучного моста требует не менее тщательного, чем ранее, отбора и контроля ТКС.

Серийно изготавливаемые проволочные тензорезисторы (рис. 4.6) выполняются как в виде проволочной сетки, наклеенной на подложку (I), так и в виде сетки из узких полосок фольги (II — VI). Фольговые резисторы обладают рядом преимуществ. За счет расширенных соединений между полосками у них практически устраняется поперечная тензочувствительность. Технология изготовления фольговых резисторов намного проще и заключается в том, что наклеенную на подложку фольгу протравливают в со-

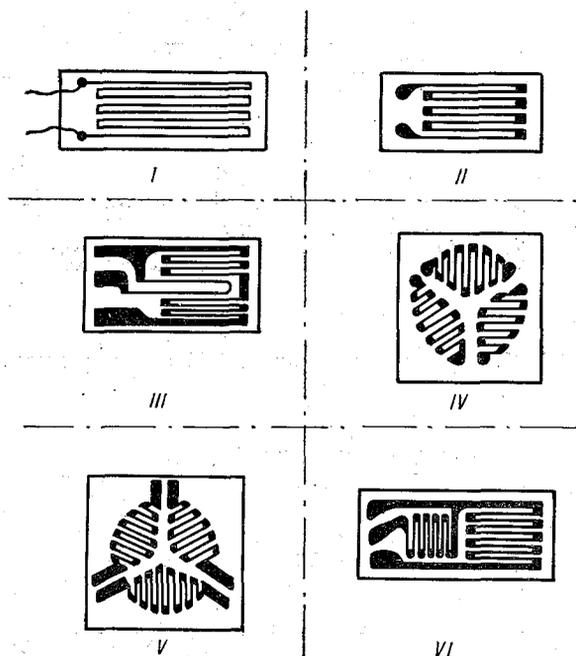


Рис. 4.6. Конструкции проволочных тензорезисторов.

ответствии с заданной конфигурацией сетки. Фольговые резисторы выпускаются одиночные (II), с дополнительной термокомпенсацией путем подключения участка проволоки с обратной ТКС (III), в виде наборов (IV, V), в которых сетки резисторов расположены под заданным углом друг к другу, в виде пары взаимно перпендикулярных сеток резисторов (VI), один из которых может использоваться как рабочий, а второй — как компенсационный.

При использовании в измерительных преобразователях проволочные тензорезисторы вместе с подложкой наклеиваются на базовую основу: мембрану, упругую балку и т. д. При этом могут использоваться только некоторые виды клеев, поскольку их характеристики сильно влияют на метрологические свойства преобразователя.

зователей. К клеям предъявляются следующие основные требования: высокое удельное электрическое сопротивление во избежание шунтирования, хорошая адгезия к материалу базовой основы и к материалу тензорезистора, высокие когезионные свойства, химическая инертность к материалу тензорезистора, равенство коэффициентов теплового расширения клея и материала базовой основы, влагостойкость и т. д. Таким требованиям в достаточной мере удовлетворяют следующие клеи и лаки [97]:

1) бутварно-фенольно-формальдегидные клеи БФ-2, БФ-4;  
2) винилфлексовые лаки ВЛ-4, ВЛ-5, ВЛ-6, ВЛ-9, ВЛ-931, ВС10Т;

3) кремненитроглифталевый клей 192Т;

4) эпоксидный клей Д86;

5) эпоксидно-полиамидные клеи ВК-9, К-400, К-300-6Т;

6) однокомпонентный клей ЦИАКРИН.

При необходимости повысить влагозащищенность наклеенные тензорезисторы дополнительно покрывают электротехническими лаками, например УР-231.

**Полупроводниковые тензорезисторы.** По сравнению с проволочными тензорезисторами значительно более перспективными для применения в измерительной технике в настоящее время представляются полупроводниковые. Это обусловлено в основном тем, что их коэффициент тензочувствительности примерно на два порядка выше, чем проволочных.

Различают продольную, поперечную и сдвиговую тензочувствительность. Характеристики каждой из них зависят от того, каким образом тензопластинка вырезана из кристалла. В большинстве практически реализуемых вариантов ориентацию пластинки стремятся сделать такой, чтобы сдвиговая чувствительность была близка к нулю, в результате у серийно выпускаемых тензометров учитываются обычно лишь продольная и поперечная чувствительности.

Зависимость сопротивления полупроводникового тензорезистора от деформации в направлении продольной оси

$$R_{\varepsilon} = R_0 (1 + k_1 \varepsilon + k_2 \varepsilon^2), \quad (4.34)$$

де  $R_0$  — сопротивление ненагруженного тензорезистора;  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты;  $\varepsilon$  — значение относительной деформации.

Полупроводниковые тензорезисторы из-за их хрупкости могут спользоваться в ограниченном диапазоне относительных деформаций  $\varepsilon$ . Паспортное значение разрушающей деформации для типов КТЭ и КТД составляет  $\varepsilon_p \pm 3 \cdot 10^{-3}$ , причем при разработке реобразователей предельные значения деформаций целесообразно выбирать намного меньшими — до  $(1,5-2,0) \cdot 10^{-3}$ . Это связано с тем, что отдельные экземпляры серийных резисторов при астяжении оказываются неспособными выдержать паспортное значение деформации.

Как и проволочные, полупроводниковые тензорезисторы в преобразователях наклеиваются на базовую основу обычно такими же клеями. Поскольку базовая основа, как правило, испытывает деформации не только в направлении продольной оси тензорезистора, то на практике учитывают оба вида тензочувствительности: продольную и поперечную [23].

Если действующее напряжение  $\sigma$  сдвинуто относительно продольной оси тензорезистора на угол  $\varphi$ , то составляющие этого напряжения вдоль и поперек оси тензорезистора окажутся равными:

$$\sigma_0 = \sigma \cos^2 \varphi; \quad \sigma_{90} = \sigma \sin^2 \varphi. \quad (4.35)$$

При этом относительное изменение сопротивления тензорезистора определяется выражением

$$\Delta R/R = k_0 (\sigma/E) \cos^2 \varphi + k_{90} (\sigma/E) \sin^2 \varphi, \quad (4.36)$$

где  $k_0$  — коэффициент продольной тензочувствительности, определяемый в соответствии с выражением (4.34):

$$k_0 = \Delta R/\varepsilon R_0 = k_1 + k_2 \varepsilon; \quad (4.36a)$$

$E$  — модуль Юнга.

Поскольку  $\varepsilon = \sigma/E$ , то из выражения (4.36) легко получается результирующий коэффициент тензочувствительности при произвольном значении  $\varphi$

$$k_\varphi = \Delta R/(\varepsilon R) = k_0 \cos^2 \varphi + k_{90} \sin^2 \varphi. \quad (4.37)$$

Полупроводниковые тензорезисторы, кроме повышенной на два порядка тензочувствительности, по сравнению с проволочными характеризуются, к сожалению, также и повышенной термочувствительностью. Температурный коэффициент сопротивления составляет примерно 0,2 %/К для тензорезисторов КТД и 0,1—0,25 %/К для КТЭ. Кроме этого, для них характерен температурный коэффициент тензочувствительности, составляющий для КТД 0,15—0,25 %/К, для КТЭ 0,25—0,4 %/К. Пренебрежение этими коэффициентами приводит к значительным дополнительным погрешностям. Например, при измерении деформации порядка  $5 \cdot 10^{-4}$  при  $k_0 \approx 130$  неучет ТКС обусловит появление погрешности (в %)

$$\Delta_t = \alpha \Delta T / (k_0 \varepsilon) \approx 3,1 \Delta T.$$

Стремление скорректировать нелинейность функции преобразования (4.34) и повысить температурную стабильность приводит к целесообразности использования в качестве ИП парного количества тензорезисторов (два или четыре), включаемых, как и проволочные, в варианте полумоста (рис. 4.4 а) либо четырехплечного моста (рис. 4.4 б).

Поскольку для схемы на рис. 4.4 а значение выходного сигнала определяется выражением (4.25), то в случае, когда тензорезистор  $R_{e2}$  испытывает напряжение сжатия, а  $R_{e1}$  — напряжени

растяжения, при равенстве их характеристик ( $R_0$ ,  $k_1$  и  $k_2$ ) получаем

$$U_{\text{вых}} = \varphi(\varepsilon) = 0,5U_n [1 - k_1 |\varepsilon| / (1 + k_2 \varepsilon^2)]. \quad (4.38)$$

При реальных значениях  $k_1$  и  $k_2$  нелинейность выражения (4.38) не превышает 1% в диапазоне  $\varepsilon = 0 \div 10^{-3}$ .

С учетом температурных зависимостей, характерных для полупроводниковых тензорезисторов, выражение (4.25) может быть записано в следующем виде:

$$\varphi(\varepsilon, T) = - \frac{U_n R_{02} (1 + \alpha_2 \Delta T) [1 - k_{02} (1 + \xi_2 \Delta T) |\varepsilon|]}{R_{01} (1 + \alpha_1 \Delta T) [1 + k_{01} (1 + \xi_1 \Delta T) |\varepsilon|] + R_{02} (1 + \alpha_2 \Delta T) [1 - k_{02} (1 + \xi_2 \Delta T) |\varepsilon|]}, \quad (4.39)$$

где индексами 1 и 2 обозначены значения соответствующих характеристик тензорезисторов  $R_{e1}$  и  $R_{e2}$ ;  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  — температурные коэффициенты сопротивления;  $\xi_1$  и  $\xi_2$  — температурные коэффициенты тензочувствительности;  $k_{01}$  и  $k_{02}$  — коэффициенты продольной тензочувствительности в соответствии с определением в выражении (4.36 а).

Здесь принято  $\alpha = \text{const}$  и  $\xi = \text{const}$ , ввиду того что рассматривается узкий температурный диапазон ( $-2 \dots + 35^\circ\text{C}$ ), где изменчивостью  $\alpha$  и  $\xi$  можно пренебречь (см., например, [127]).

При идеализированных условиях полной идентичности тензорезисторов ( $R_{01} = R_{02}$ ;  $\alpha_1 = \alpha_2$ ;  $\xi_1 = \xi_2 = \xi$ ;  $k_{01} = k_{02} = k_0$ ) выражение (4.39) легко сводится к виду

$$\varphi(\varepsilon, T) = 0,5U_n [1 - k_0 (1 + \xi \Delta T) |\varepsilon|]. \quad (4.40)$$

При этом температурный коэффициент выходного сигнала ИП будет следующим:

$$\frac{1}{\varphi(\varepsilon, T)} \frac{\partial \varphi(\varepsilon, T)}{\partial T} = - \frac{k_0 \xi |\varepsilon|}{1 - k_0 (1 + \xi \Delta T) |\varepsilon|}, \quad (4.41)$$

а температурный коэффициент полезной части сигнала, выражаемой в виде

$$\varphi(\varepsilon, T) - 0,5U_n = -0,5U_n k_0 |\varepsilon| [1 + \xi \Delta T], \quad (4.42)$$

оказывается равным  $\xi$ .

Таким образом, идентичность пары тензорезисторов в схеме полумоста не обеспечивает полной термокомпенсации.

По-видимому, определенный интерес может представлять использование тензорезисторов с заданным различием температурных коэффициентов. Такое различие может быть получено из выражения (4.39).

Поскольку в общем случае

$$\frac{\partial \varphi(\varepsilon, T)}{\partial T} = U_n \left[ \frac{\partial R_{e2}}{\partial T} R_{e1} - \frac{\partial R_{e1}}{\partial T} R_{e2} \right] / (R_{e1} + R_{e2})^2, \quad (4.43)$$

то полная термокомпенсация в схеме полумоста обеспечивается при условии

$$\frac{1}{R_{\varepsilon_1}} \frac{\partial R_{\varepsilon_1}}{\partial T} = \frac{1}{R_{\varepsilon_2}} \frac{\partial R_{\varepsilon_2}}{\partial T}, \quad (4.44)$$

которое приводит к следующему выражению:

$$\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{(1 + \alpha_2 \Delta T)(1 + \alpha_1 \Delta T)} = \frac{k_{01} \xi_1 |\varepsilon|}{1 + k_{01}(1 + \xi_1 \Delta T) |\varepsilon|} + \frac{k_{02} \xi_2 |\varepsilon|}{1 - k_{02}(1 + \xi_2 \Delta T) |\varepsilon|}. \quad (4.45)$$

К сожалению, в условие (4.45) входит  $|\varepsilon|$ , и полная термокомпенсация во всем диапазоне измерений по-прежнему оказывается невозможной. Однако если требуемые различия между  $\alpha_2$  и  $\alpha_1$  установить для середины диапазона  $|\varepsilon|$ , то термокомпенсация оказывается все же более эффективной, чем при идентичности коэффициентов.

Например, при некотором  $|\varepsilon| = 10^{-3}$ ,  $k_{01} \approx k_{02} \approx 120$ ,  $\xi_1 \approx \xi_2 \approx -0,002 \text{ K}^{-1}$  и  $\Delta T = 20 \text{ K}$  значение  $(\alpha_2 - \alpha_1) \approx 5 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$ . Чтобы обеспечить такую разность, возьмем  $\alpha_1 \approx 0,0025 \text{ K}^{-1}$  и  $\alpha_2 \approx 0,002 \text{ K}^{-1}$  и определим температурный коэффициент выходного сигнала при  $|\varepsilon| = 0$ , учитывая, что в середине диапазона ( $|\varepsilon| = 10^{-3}$ ) этот коэффициент равен нулю в соответствии с (4.45). Поскольку при  $|\varepsilon| = 0$  и  $R_{01} \approx R_{02}$

$$\varphi(\varepsilon, T) \approx \frac{U_n(1 + \alpha_2 \Delta T)}{2 + (\alpha_1 + \alpha_2) \Delta T} = \varphi_0(\varepsilon) [1 + t_\varphi \Delta T], \quad (4.46)$$

где

$$t_\varphi = \frac{1}{\varphi(\varepsilon, T)} \frac{\partial \varphi(\varepsilon, T)}{\partial T} = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2 + (\alpha_1 + \alpha_2) \Delta T};$$

то для рассмотренных условий  $t_\varphi \approx -2,4 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$ , что более чем в 2 раза меньше аналогичного коэффициента по выражению (4.41) для того же диапазона  $|\varepsilon|$ , т. е. от 0 до  $2 \cdot 10^{-3}$ .

В работе [127] рассматриваются методы термокомпенсации с применением полупроводниковых терморезисторов. Подобная возможность обусловлена тем, что ТКС у ППТР и у тензорезисторов имеют противоположные знаки. Получение же у ППТР линейной характеристики с требуемым постоянным значением ТКС в диапазоне рабочих значений температуры обеспечивается включением ППТР в двухполюсник, содержащий постоянные резисторы (см., например п. 2.1). Естественно, при этом компенсируется лишь влияние температуры на сопротивление тензорезистора, но не на его тензочувствительность.

Двухполюсник, содержащий ППТР, включается последовательно с тензорезистором (рис. 4.7), причем конструктивно ППТР

должен размещаться на той же базовой основе, что и тензорезистор.

Если для приведенной схемы воспользоваться полученным ранее условием перегиба (п. 2.1)

$$r_1 + r_2 = (B - 2T_n) R_{tn} / (B + 2T_n) \quad (4.47)$$

(где  $R_{tn}$  — сопротивление ППТР в точке перегиба;  $B$  — постоянная ППТР,  $K$ ;  $T_n = 273 + t_n$  — температура точки перегиба), то, поскольку

$$\alpha = \frac{1}{R_\varepsilon} \frac{\partial R_\varepsilon}{\partial T} \quad \text{при } |\varepsilon| = \text{const},$$

можно задаться условием

$$\partial R_\varepsilon / \partial T + \partial R_d / \partial T = 0, \quad (4.48)$$

где  $R_d$  — сопротивление компенсирующего двухполюсника. Из (4.48) и (4.47) получаем

$$R_\varepsilon \alpha - r_1^2 (B + 2T_n)^2 / (4BR_{tn}T_n^2) = 0. \quad (4.49)$$

Отсюда несложно находится  $r_1$

$$r_1 = 2T_n \sqrt{BR_{tn}R_\varepsilon \alpha} / (B + 2T_n). \quad (4.50)$$

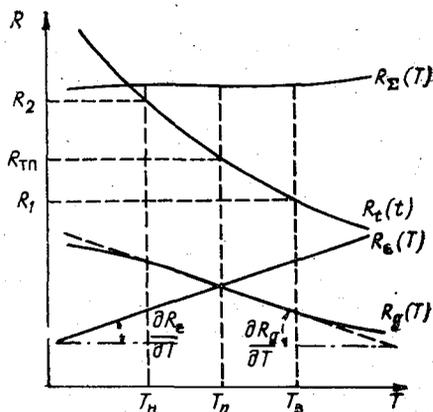
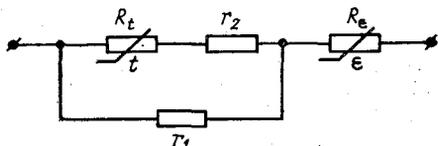


Рис. 4.7. Коррекция влияния температуры с использованием ППТР.

Рассмотренный способ термокомпенсации с помощью ППТР обладает весьма важным недостатком — снижением тензочувствительности. Действительно, для схемы на рис. 4.7 коэффициент тензочувствительности

$$k_{0д} = \frac{1}{R_\varepsilon + R_d} \frac{\partial R_\varepsilon}{\partial \varepsilon} \ll k_0 = \frac{1}{R_\varepsilon} \frac{\partial R_\varepsilon}{\partial \varepsilon}. \quad (4.51)$$

Для схемы четырехплечного моста (см. рис. 4.4, б) выходной сигнал является разностью сигналов двух полумостов, тензорезисторы которых деформируются противоположным образом. При условиях  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = \alpha$ ;  $\xi_1 = \xi_2 = \xi_3 = \xi_4 = \xi$ ;  $R_{01} = R_{02} = R_{03} = R_{04} = R_0$ ;  $k_{01} = k_{02} = k_{03} = k_{04} = k_0$  полное выражение для выходного сигнала легко преобразуется к виду

$$U_{\text{вых}}(\varepsilon, T) = U_n k_0 |\varepsilon| (1 + \xi \Delta T). \quad (4.52)$$

Таким образом, при поставленных условиях в схеме четырехплечного моста, как и в схеме полумоста, обеспечивается компенсация ТКС тензорезисторов, но, к сожалению, остается нескомпенсированной температурная зависимость тензочувствительности. Однако если для схемы четырехплечного моста задать различия коэффициентов  $\alpha$  в левом и правом полумостах (рис. 4.4 б), то положение, очевидно, существенно изменится. Действительно, установив различия для левого полумоста в соответствии с (4.45), а для правого

$$\frac{\alpha_4 - \alpha_3}{(1 + \alpha_3 \Delta T)(1 + \alpha_4 \Delta T)} = \frac{k_{03} \xi_3 |\varepsilon|}{1 + k_{03}(1 + \xi_3 \Delta T)|\varepsilon|} - \frac{k_{04} \xi_4 |\varepsilon|}{1 + k_{04}(1 + \xi_4 \Delta T)|\varepsilon|}, \quad (4.53)$$

получим для середины диапазона  $|\varepsilon|$  полную компенсацию для каждого из потенциалов, а для  $|\varepsilon| = 0$

$$U_{\text{вых}}(\varepsilon, T) = \varphi_{0л}(\varepsilon)[1 + t_{\text{фл}} \Delta T] - \varphi_{0п}(\varepsilon)[1 + t_{\text{фп}} \Delta T],$$

где  $\varphi_{0л}(\varepsilon)$  — значение потенциала в точке 1 при  $|\varepsilon| = 0$ ;  $\varphi_{0п}(\varepsilon)$  — значение потенциала в точке 2 при  $|\varepsilon| = 0$ ;

$$t_{\text{фл}} = \frac{1}{\varphi_{л}} \frac{\partial \varphi_{л}(\varepsilon, T)}{\partial T} = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2 + (\alpha_1 + \alpha_2) \Delta T},$$

$$t_{\text{фп}} = \frac{1}{\varphi_{п}} \frac{\partial \varphi_{п}(\varepsilon, T)}{\partial T} = \frac{\alpha_4 - \alpha_3}{2 + (\alpha_3 + \alpha_4) \Delta T}.$$

Таким образом, при одинаковых значениях  $\varphi_{0л}$  и  $\varphi_{0п}$ , что вполне естественно для точки  $|\varepsilon| = 0$ , и при  $t_{\text{фл}} = t_{\text{фп}}$  результирующий температурный коэффициент выходного сигнала в этой точке также оказывается равным нулю.

Несомненно, что рассмотренные условия равенства либо различий коэффициентов в исходном варианте схем (см. рис. 4.4) могут быть реализованы только путем подбора, что обуславливает довольно низкую технологичность ИП. Для повышения технологичности целесообразно использовать методы подстройки коэффициентов под требуемые условия компенсации.

Одним из методов такой подстройки является включение двухполюсника с ППТР в один из полумостов в схеме четырехплечного моста (рис. 4.8 а), рассматриваемый в работах [29, 127]. Путем выбора номиналов резисторов  $r_1$  и  $r_2$  осуществляется одновременно подстройка ТКС и балансировка моста [29], при этом температурный коэффициент тензочувствительности не корректируется.

Более удачным представляется метод с использованием шунтирующих и добавочных постоянных резисторов (рис. 4.8 б), рассматриваемый в работах [29, 103]. Этот метод существенно проще предыдущего и намного технологичнее в связи с отсутствием специального термочувствительного резистора, как на рис. 4.7 а, ко

торый должен размещаться на той же подложке, что и тензорезистор моста. Хотя, конечно, схема с терморезистором  $R$  обладает более широким диапазоном подстройки.

Схема с шунтирующим и добавочным резисторами использована в преобразователях фирмы «Вэлвайн Электрик» (Welwyn Electric) [152]. Температурный коэффициент выходного сигнала этих преобразователей при  $|\varepsilon|=0$  не превышает  $0,01\%/K$  в ди-

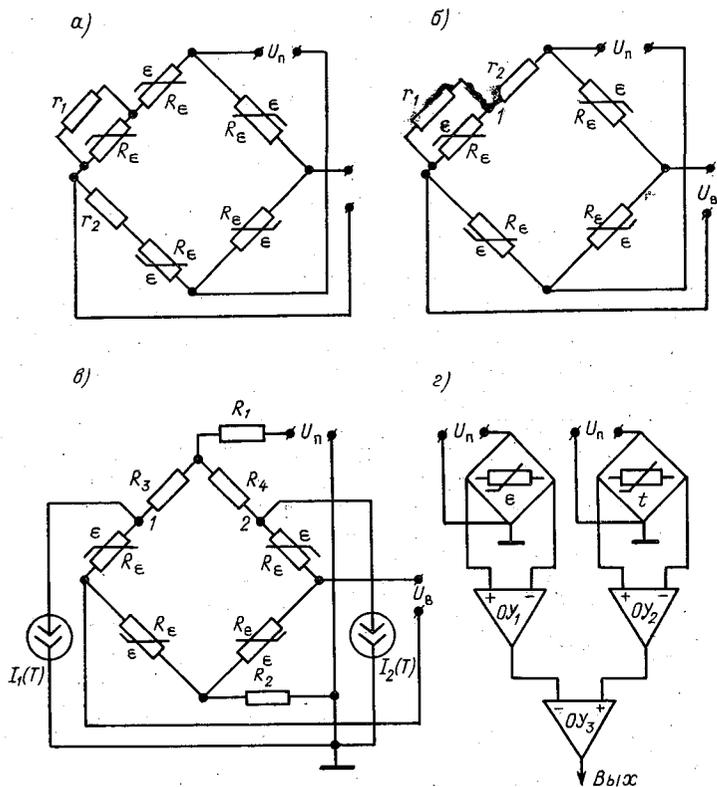


Рис. 4.8. Схемы компенсации ТКС тензорезисторов.

пазоне  $0-60^\circ C$ . В ИП давления фирмы «Кулайт Семикондактор» (Kulite Semiconductor) [175] применение подобной схемы позволило получить аналогичный коэффициент не более  $0,18\%/K$  в диапазоне  $-25...+80^\circ C$ .

Варианты схем на рис. 4.8 а и б могут быть названы пассивными. В отличие от них, схемы в и г являются активными схемами термокомпенсации, причем, как и предыдущие, они предназначены для компенсации влияния коэффициентов  $\alpha$  тензорезисторов на выходной сигнал, но не коэффициентов тензочувствительности.

В схеме на рис. 4.8, в независимые токи  $I_1(T)$  и  $I_2(T)$ , протекая через резисторы  $R_3$  и  $R_4$ , обеспечивают требуемую для компенсации изменчивость потенциалов точек 1 и 2. Выбором номиналов резисторов  $R_1 \div R_4$  и значений токов устанавливается также исходная балансировка моста. Генераторами токов  $I_1(T)$  и  $I_2(T)$  являются биполярные транзисторы, требуемый режим которых задается дополнительными резистивными делителями [178].

В схеме на рис. 4.8 г принципиально разделены узлы преобразования температуры и деформации. И тот и другой преобразователи выполнены в виде четырехплечных мостов, сигналы с выходных диагоналей которых подаются на предварительные операционные усилители  $OU_1$  и  $OU_2$  осуществляющие масштабирование с заданными коэффициентами. Выходы  $OU_1$  и  $OU_2$  подключены к дифференциальным входам усилителя  $OU_3$ . Благодаря вычитанию сигналов в  $OU_3$  его выходной сигнал оказывается не зависящим от температуры.

В некоторых ИП, изготовленных по интегральной технологии используются схемы термостабилизации базовой основы тензометрического моста, а зачастую одновременно и чувствительного элемента (мембраны). Несомненно, это наиболее надежный и, по-видимому, наиболее качественный путь коррекции влияния температуры, однако он требует довольно больших мощностей в цепи термостабилизации и не всегда может быть использован.

Для температурной компенсации тензочувствительности также могут использоваться пассивные и активные схемы (рис. 4.9). Основной принцип пассивных схем состоит в управляемом изменении напряжения питания моста. Возможность осуществления такого принципа заключается в следующем.

Рассмотрим выходной сигнал моста в виде

$$U_{\text{вых}}(\varepsilon, T) = U_{\text{п}} [1 + k_{\text{м}} (1 + \xi_{\text{м}} \Delta T) |\varepsilon|], \quad (4.54)$$

где  $k_{\text{м}}$  — коэффициент тензочувствительности моста;  $\xi_{\text{м}}$  — температурный коэффициент тензочувствительности;  $U_{\text{п}}$  — напряжение питания моста.

Полная температурная компенсация тензочувствительности очевидно, будет обеспечена при условии

$$\frac{\partial}{\partial T} \left( \frac{\partial U_{\text{вых}}(\varepsilon, T)}{\partial \varepsilon} \right) = 0. \quad (4.55)$$

Отсюда следует, что при  $U_{\text{п}} = \text{var} = U_{\text{п}}(T)$  результирующий коэффициент

$$\xi_{\text{и}} = \frac{1}{U_{\text{п}}(T)} \frac{dU_{\text{п}}(T)}{dT} = - \frac{\xi_{\text{м}}}{1 + \xi_{\text{м}} \Delta T}. \quad (4.56)$$

Таким образом, если температурный коэффициент напряжения  $U_{\text{п}}(T)$  задать примерно равным по модулю температурному коэффициенту тензочувствительности, то с некоторым приближением это обеспечит условия термокомпенсации. Причем, приближение оказывается достаточно хорошим. Действительно, при ре

альном  $\xi_M = -2 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$  в диапазоне  $0 \dots 20^\circ\text{C}$  значение  $\xi_M$  для середины диапазона составит  $2,04 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ , при этом  $\Delta\xi_M \approx 4 \times 10^{-5} \text{ K}^{-1}$ , т. е. некомпенсированное значение термочувствительности не превысит  $\pm 0,004 \text{ \% / K}$ .

Возможный вариант реализации рассмотренного принципа показан на рис. 4.9 а. В цепь питания последовательно с тензомос-

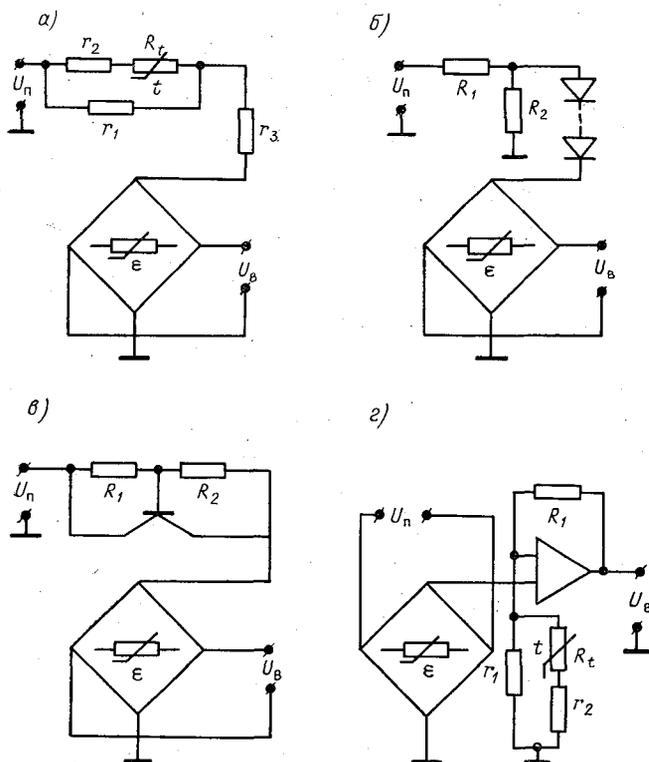


Рис. 4.9. Схемы компенсации влияния температуры на тензочувствительность.

ом включен термозависимый двухполюсник, содержащий постоянные резисторы  $r_1, r_2, r_3$  и ППТР. Для такой схемы

$$\frac{1}{U_n(T)} \frac{dU_n(T)}{dT} = - \frac{1}{R_d + R_M} \frac{dR_d}{dT}, \quad (4.57)$$

де  $R_d$  — сопротивление двухполюсника;  $R_M$  — сопротивление госта, причем  $R_M \neq f(T)$ .

Требуемое значение ТКС двухполюсника легко достигается выбором  $r_1, r_2, r_3$  (см., например, п. 2.1). С целью уменьшения влияния вариаций  $R_M$  на условия термокомпенсации целесообразно установить  $R_d \gg R_M$ .

Частным случаем схемы на рис. 4.9а является схема с постоянным дополнительным резистором в цепи питания (вместо термозависимого двухполосника). Возможность ее использования вызвана тем, что при отсутствии специальной компенсации ТКС тензорезисторов моста (т.е. коэффициентов  $\alpha$ ) результирующий ТКС  $R_m$  будет положительным. Соответственно окажется положительным температурный коэффициент  $U_{\text{п}}$ , что и требуется по условию термокомпенсации (4.57). Значение этого коэффициента устанавливается подстройкой номинала дополнительного резистора. Такой упрощенный вариант использован в ИП давления фирмы «Вэлвайн Электрик» (Welwyn Electric) [152], что позволило уменьшить температурный коэффициент тензочувствительности с 0,3 до 0,01 %/К в диапазоне 0—60°C, а также в ИП давления фирмы «Кулайт» (Kulite) [175].

Примерное сопротивление дополнительного резистора  $R_d$  в работе [29] предлагается выбирать из соотношения

$$R_d = R_m(1 + \alpha \Delta T) / (\alpha - \xi). \quad (4.58)$$

При этом, естественно, должно быть  $\alpha > \xi$ . В противном случае метод не может быть реализован.

При компенсации с помощью ППТР влияние  $\alpha$  моста при невыполнении условия  $R_d \gg R_m$  тоже должно учитываться, и в этом случае выражение (4.57) требует соответствующей коррекции.

В схеме на рис. 4.9б эффект термокомпенсации достигается включением последовательно с мостом цепочки кремниевых диодов, смещенных в прямом направлении. Как известно, температурный коэффициент падения напряжения на  $p-n$  переходе (ТКН) составляет в среднем (—2) мВ/К и практически не меняется в широком диапазоне температуры. При этом падение напряжения на цепочке  $N$  последовательно включенных диодов можно представить в виде

$$\sum_1^N U_d = N(U_{d0} + r_d I + \chi \Delta T),$$

где  $U_{d0} \approx 0,65$  В для кремниевых диодов;  $r_d$  — дифференциальное сопротивление диода;  $I$  — ток через диод;  $\chi$  — ТКН  $U_d$ .

Выбор требуемого числа диодов производится из соотношения:

$$\frac{N\chi}{U_{R1} + N(U_{d0} + r_d I)} \geq \frac{\xi}{1 + \xi \Delta T}, \quad (4.59)$$

где  $U_{R1}$  — падение напряжения на резисторе  $R_1$ .

Дальнейшая подстройка цепи термокомпенсации под требуемый коэффициент осуществляется с помощью шунтирующего резистора  $R_2$ . При этом зачастую оказывается целесообразным учитывать влияние  $\alpha$ , как и в предыдущем случае [29].

Более широко используются транзисторные схемы компенсации (рис. 4.9в), особенно при интегральной технологии изготовления ИП [29, 174, 182]. Включенный в цепь питания моста транзисто-

эквивалентен  $N$  последовательно включенным диодам при соотношении  $R_1 = R_2 (N - 1)$ , причем здесь  $N$  может принимать любое, в том числе дробное значение. Схема позволяет осуществлять термокомпенсацию чувствительности более чем на два порядка.

В активных схемах (рис. 4.9г) используются дифференциальные операционные усилители, на неинвертирующий вход которых подается сигнал с выхода тензометрического моста, а по второму входу (—) регулируется коэффициент усиления ОУ, причем зависимость коэффициента от температуры обеспечивается за счет включения в цепь регулирования двухполюсника с ППТР. Характеристика двухполюсника с помощью резисторов  $r_1$  и  $r_2$  задается линейной. Выходной сигнал ОУ, равный

$$U_{\text{в}} = K_{\text{у}}(T) U_{\text{вх}}(T),$$

вследствие противоположных знаков температурных коэффициентов у  $K_{\text{у}}(T)$  и  $U_{\text{вх}}(T)$  оказывается взаимно скомпенсированным и при соответствующем выборе значения  $K_{\text{у}}(T)$ , которое связано с  $R_1$ , практически не зависит от температуры [168].

ИП давления на основе полупроводниковых тензорезисторов в последнее время получают все более широкое распространение благодаря столь существенному преимуществу, как повышенная почти на два порядка по сравнению с проволочными тензочувствительность. Какое-то время их внедрение сдерживалось недостаточной разработанностью методов коррекции нелинейности и особенно методов компенсации влияния температуры. В настоящее время при изготовлении серийных тензорезисторов широко используется интегральная технология [29]. При этом тензорезисторы наносятся на базовую основу одновременно со схемами температурной компенсации. Зачастую реализуются и более сложные решения, когда по интегральной технологии изготавливаются полностью ИП давления, содержащие чувствительный элемент в виде кремниевой мембраны толщиной от нескольких единиц до десятков микрон и размерами от долей миллиметра до нескольких миллиметров, а также нанесенные непосредственно на мембрану тензопреобразователи со схемами компенсации. У лучших образцов подобных ИП суммарная погрешность составляет 0,1—0,5 % (преобразователи НИИ «Теплоприбора»).

**Реостатные преобразователи.** В устройствах, где используются чувствительные элементы давления, обеспечивающие большое значение перемещения жесткого центра (сильфоны) либо некоторой точки (трубки Бурдона), нашли применение в силу простоты своей конструкции реостатные преобразователи. Реостатный ИП обычно представляет собой резистор из высокоомного провода, намотанного на цилиндрический каркас. Как правило, витки при намотке укладываются в спиральную канавку и тем самым оказываются изолированными друг от друга. Применяется также лаковая и эмалевая изоляция. На узком участке обмотки после изготовления изоляция устраняется, и при эксплуатации по этому участку скользит ползунок реостата.

К реостатам, применяемым в ИП давления, предъявляется ряд специфических требований. Обмоточный провод должен обладать высоким удельным сопротивлением и минимальным ТКС. Каркас реостата должен быть выполнен из материала с малым коэффициентом линейного расширения. Весьма важной оказывается влагостойкость и механическая прочность изоляции провода.

Особое внимание при конструировании реостатных ИП обращается на ползунок (щетку). Радиус закругления ползунка должен быть таким, чтобы не возникало замыкания сразу нескольких

витков. Материал ползунка тоже весьма существен. Требуется высокая прочность, чтобы в процессе эксплуатации мало изменялась контактная зона, и хорошая упругость, чтобы обеспечивался постоянный прижим ползунка силой примерно  $(5 \div 50) \cdot 10^{-3}$  Н.

Конечно, при конструировании ИП, особенно предназначенных для экспериментальных установок, реостат, как правило, не изготавливают самостоятельно, а используют серийные проволочные

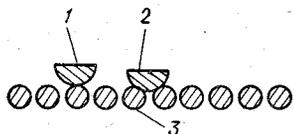
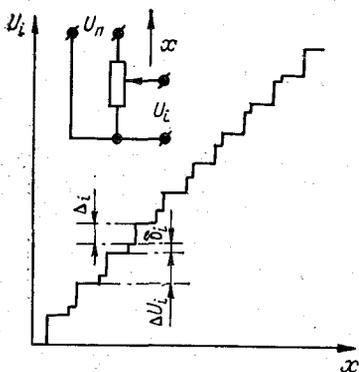


Рис. 4.10. Реостатный преобразователь.

потенциометры. При этом целесообразно обращать внимание на некоторые весьма важные особенности их эксплуатации.

При необходимости получения высокой разрешающей способности в реостатных преобразователях необходимо учитывать внутренний характер дискретности сопротивления. Рассмотрим включение реостата по схеме, показанной на рис. 4.10. Выходное напряжение  $U_i$  является функцией перемещения  $x$ . В некотором  $i$ -м положении ползунка реостата, когда щетка ползунка замыкает два соседних витка (положение 2 на рис. 4.10) величина  $U_i$  будет определяться выражением

$$U_i = U_n R_i / (R_n - r), \quad (4.60)$$

где  $R_n$  — полное сопротивление реостата;  $r$  — сопротивление витка

При дальнейшем перемещении ползунка щетка оказывается в положении типа 1 и выходное напряжение

$$U_{i+1} = U_n (R_i + r) / R_n. \quad (4.61)$$

При полном перемещении ползунка на расстояние в ширину одного витка, т. е. в следующем положении типа 2:

$$U_{i+2} = U_n(R_i + r)/(R_n - r). \quad (4.62)$$

Изменения выходного напряжения при этом будут иметь ступенчатый характер, как показано на рис. 4.10, причем:

$$\begin{aligned} \Delta_i &= U_{i+1} - U_i = U_n r [R_n - (R_i + r)]/[R_n(R_n - r)], \\ \delta_i &= U_{i+2} - U_{i+1} = U_n r (R_i + r)/[R_n(R_n - r)], \\ \Delta U_i &= \delta_i + \Delta_i = U_n r/(R_n - r). \end{aligned} \quad (4.63)$$

В соответствии с (4.63) приращение  $\Delta U_i$  во всем диапазоне изменений  $R_i$  не зависит от  $R_i$ , однако составляющие этого приращения являются функциями  $R_i$ , причем  $\Delta_i$  уменьшается с возрастанием  $R_i$ , а  $\delta_i$  увеличивается. Эта особенность обуславливает неопределенность функции преобразования внутри интервала  $[x_i; x_{i+2}]$  и появление абсолютной погрешности, превышающей  $\pm 0,5\Delta x_i$ , где  $\Delta x_i = x_{i+2} - x_i$ . Этому особенно способствует тот факт, что положение точки перехода от  $\Delta_i$  к  $\delta_i$  по оси  $x$  зависит от соотношения диаметров щетки (1 или 2) и провода 3 (см. рис. 4.10) и меняется в процессе эксплуатации реостата.

Кроме особенностей дискретной структуры сигнала, в реостатных ИП зачастую необходимо учитывать появление контактных ЭДС и их вариации, которые обычно суммируются с полезным сигналом, искажая его истинное значение, а при использовании низкоомных реостатов — вариации контактных сопротивлений.

### 4.3. Индуктивные преобразователи

В индуктивных преобразователях перемещение чувствительного элемента в результате воздействия на один или несколько определяющих параметров магнитной цепи вызывает изменение индуктивности. Как сигнал измерительной информации изменение индуктивности в большинстве случаев является более перспективным для измерительных цепей, чем изменение сопротивления, особенно в случае дальнейшего преобразования в сигнал ИМ-типа.

Конкретные конструкции преобразователей обусловлены выбором вида воздействия на параметры магнитной цепи. Преимущественное распространение получили конструкции, у которых перемещение чувствительного элемента давления обуславливает изменение полной магнитной проницаемости катушки индуктивности либо за счет изменений положения ферромагнитного сердечника (рис. 4.11 а), либо в результате изменений геометрии (толщины, площади) зазора в замкнутой магнитной цепи (рис. 4.11 б, в, г). Несколько меньше распространены преобразователи

с изменяющейся взаимной индуктивностью (рис. 4.13 а) и токовых преобразователи (рис. 4.13 б).

Преобразователи с перемещающимся ферромагнитным сердечником (рис. 4.11 а) оказываются довольно сложными для теоретического рассмотрения, несмотря на кажущуюся простоту конструкции, из-за неоднородного характера распределения магнитного поля вдоль оси у катушки ограниченной длины. Как из-

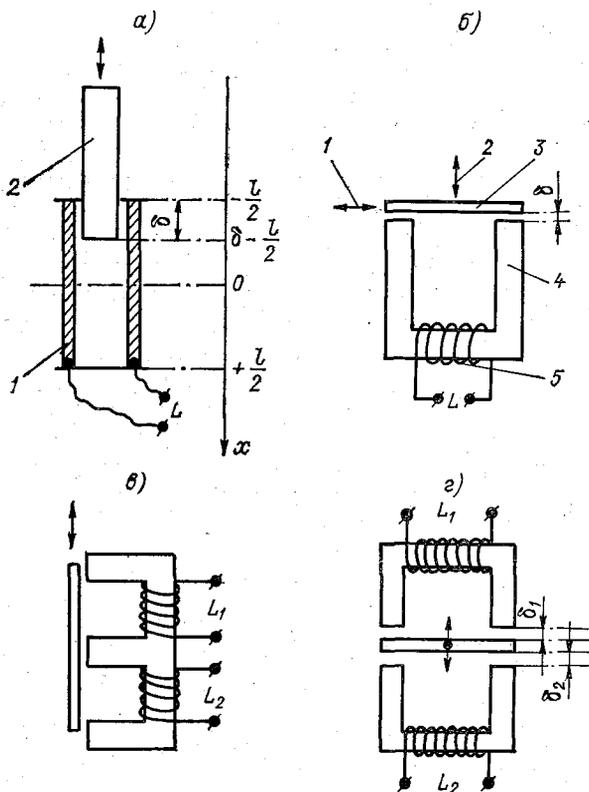


Рис. 4.11. Индуктивные преобразователи с изменяемой геометрией магнитной цепи.

вестно (например, [32]), напряженность магнитного поля вдоль оси соленоидальной однослойной катушки изменяется следующим образом:

$$H(x) = \frac{I\omega}{2l} \left[ \frac{l+2x}{\sqrt{4r^2 + (l+2x)^2}} + \frac{l-2x}{\sqrt{4r^2 + (l-2x)^2}} \right], \quad (4.64)$$

где  $I$  — сила тока;  $\omega$  — число витков;  $l$  — длина катушки;  $r$  — ее внутренний радиус;  $x$  — координата вдоль оси (в середине катушки  $x = 0$ ).

Соотношение между напряженностью поля в центре ( $x=0$ ) и по краю соленоида ( $x=l/2$ )

$$N_H = \frac{H\left(\frac{l}{2}\right)}{H(0)} = \frac{\sqrt{4r^2 + l^2}}{2\sqrt{r^2 + l^2}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 + 4(r^2/l^2)}{1 + r^2/l^2}};$$

при  $r \ll l$ ;  $N_H \approx 0,5$ .

В связи с неоднородностью  $H(x)$  аналогичной неоднородностью характеризуется магнитный поток  $\Phi = \mu H(x) \cdot s$ , где  $s$  — площадь поперечного сечения катушки;  $\mu$  — магнитная проницаемость. В связи с этим зависимость индуктивности от перемещений сердечника с относительной магнитной проницаемостью  $\mu_c$  оказывается существенно нелинейной, причем чувствительность будет наибольшей при положении сердечника вблизи  $x=0$ .

Эффективное значение магнитного поля  $\Phi_{эф}$  можно найти следующим образом:

$$\Phi_{эф} = \frac{s}{l} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \mu H(x) dx = \frac{\mu_0 \omega I s}{l^2} (\sqrt{r^2 + l^2} - r), \quad (4.65)$$

где  $\mu_0$  — магнитная постоянная (внутри соленоида находится воздушная среда).

При  $r \ll l$

$$\Phi_{эф} \approx \mu_0 \omega I s / l. \quad (4.66)$$

Приближенно считая, что магнитный поток  $\Phi_{эф}$  сцепляется со всеми витками соленоида, получаем<sup>1</sup>

$$L = \Phi_{эф} \omega / I \approx \mu_0 \omega^2 s / l. \quad (4.67)$$

Если в катушку введен сердечник с относительной магнитной проницаемостью  $\mu_c$  и площадью поперечного сечения  $s_c$ , причем  $s_c = s$ , а сердечник занимает часть катушки от  $x = -l/2$  до  $x = \delta - l/2$ , где  $\delta$  — длина введенной части сердечника (рис. 4.11 а), то для этого случая значение  $\Phi_{эф}$  можно найти, производя интегрирование в выражении (4.65) по участкам  $\left[-\frac{l}{2}; \delta - \frac{l}{2}\right]$ , где

$\mu = \mu_0 \mu_c$ , и  $\left[\delta - \frac{l}{2}; +\frac{l}{2}\right]$ , где  $\mu = \mu_0$ . В результате получаем

$$\Phi_{эф} = [\omega I s / (2l^2)] \left[ \mu_0 (\mu_c + 1) (\sqrt{r^2 + l^2} - r) - \mu_0 (\mu_c - 1) (\sqrt{r^2 + (l - \delta)^2} - \sqrt{r^2 + \delta^2}) \right]. \quad (4.68)$$

<sup>1</sup> Для получения более точных результатов в выражении для индуктивности (4.67) необходимо учитывать не только внутренний (4.65), но и внешний магнитные потоки. В связи с этим для реальных катушек ограниченной длины выражение (4.67) содержит коэффициент  $k_L \left(\frac{1}{2r}\right) > (\sqrt{r^2 + l^2} = r)$  (см., например [32]).

По-прежнему считая, что  $r \ll l$ , а также  $r \ll \delta$ , получаем

$$\Phi_{\text{эф}} \approx \mu_0 \omega I s [l + (\mu_c - 1) \delta] / l^2. \quad (4.69)$$

Соответственно приближенное значение индуктивности с рассмотренным сердечником

$$L \approx \mu_0 \omega s [l + (\mu_c - 1) \delta] / l^2. \quad (4.70)$$

Перемещения сердечника, очевидно, эквивалентны изменениям  $\delta$ . Тогда чувствительность преобразователя

$$K_L = dL/d\delta = \mu_0 \omega^2 s (\mu_c - 1) / l^2. \quad (4.71)$$

Таким образом, при условии  $\delta \gg r$  чувствительность может считаться практически постоянной. При невыполнении этого условия становится необходимым учитывать неоднородный характер поля на концах соленоида и его влияние на функцию преобразования.

Преобразователи соленоидального типа используются обычно с чувствительными элементами, характеризующимися большими значениями перемещения, например с сильфонами. Весьма важным их недостатком является сильное влияние внешних магнитных полей — это связано с рассеянием магнитного потока вне пределов катушки.

В некоторых случаях используются дифференциальные преобразователи соленоидального типа [14, 89], когда две катушки состыкованы друг с другом торцами, а сердечник длиной  $l_c$  в исходном положении находится ровно посередине, причем  $l_c$  меньше длины одной катушки. У таких преобразователей есть некоторые достоинства, характерные вообще для дифференциальных схем, однако при этом появляется и весьма важный дополнительный недостаток — взаимное влияние магнитных полей обеих катушек друг на друга.

Преобразователи с изменяющимся магнитным зазором (рис. 4.11 б) имеют практически замкнутую цепь (рассеянием в зазоре при его малой ширине обычно можно пренебречь) и в связи с этим могут считаться нечувствительными к внешним магнитным полям.

Преобразователи в общем случае содержат П-образный магнитопровод 4 с обмоткой 5 и подвижный участок (якорь) магнитопровода 3, способный перемещаться либо в направлении 2 (при этом изменяется толщина зазора  $\delta$ ), либо в направлении 1 (и меняется площадь зазора).

При малом значении  $\delta$  индуктивность дросселя 5 без учета реактивного сопротивления, обусловленного потерями на вихревые токи и гистерезис, может быть задана выражением

$$L = \omega^2 / (R_c + R_\delta) = \omega^2 / [l_c / (\mu_0 \mu_c s_c) + 2\delta / (\mu_0 s_0)], \quad (4.7)$$

где  $\omega$  — количество витков в катушке;  $R_c$  — магнитное сопротивление материала магнитопровода и якоря;  $R_\delta$  — магнитное сопротивление

тивление зазора;  $l_c$  — полная длина магнитной силовой линии при  $\delta=0$ ;  $\mu_c$  — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода и якоря;  $\mu_0$  — магнитная постоянная;  $s_c$  — площадь поперечного сечения магнитопровода;  $s_0$  — площадь зазора.

Если якорь перемещается в направлении 1, то чувствительность к изменениям площади

$$dL/ds_0 = 2\mu_0\mu_c^2\delta\omega^2s_c^2/(l_c s_0 + 2\delta\mu_c s_c)^2 \quad (4.73)$$

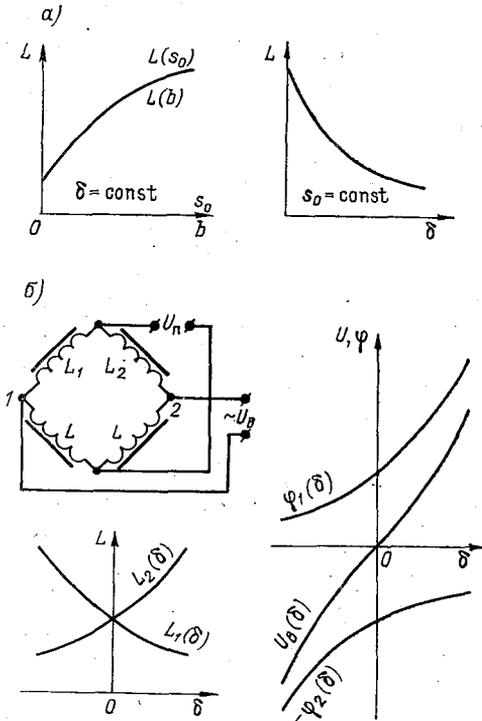


Рис. 4.12. Основные зависимости и схема включения преобразователей с изменяемой геометрией магнитной цепи.

называется функцией  $s_0$ , что обуславливает нелинейность зависимости  $L(s_0)$ .

Для конструкции, показанной на рис. 4.11 б,  $s_0 = s_1 + ab$ , где — неизменная площадь одного из зазоров,  $ab = s_2$  — меняющаяся площадь второго зазора, причем  $b = \text{var}$ . В таком случае чувствительность к перемещению

$$dL/db = 2\mu_0\mu_c^2 a \delta \omega^2 s_c^2 / [l_c (s_1 + ab) + 2\delta\mu_c s_c] \quad (4.74)$$

также зависит от  $b$  и  $L(b)$  является нелинейной функцией ис. 4.12 а).

При перемещениях якоря в направлении 2 (рис. 4.11 б) чувствительность

$$dL/d\delta = -2\mu_0\mu_c^2\omega^2 s/(l_c + 2\mu_c\delta)^2, \quad (4.75)$$

где  $s = s_0 = s_c$ .

Зависимость  $L(\delta)$  схематически показана на рис. 4.12 а. Нелинейности такого вида, к сожалению, не позволяют воспользоваться методами линеаризации, рассмотренными ранее применительно к полупроводниковым терморезисторам, т.е. в данном случае последовательным и параллельным подключением постоянных индуктивностей. Решения, получаемые при этом, оказываются технически нереализуемыми.

Определенный интерес представляет одновременное воздействие на толщину и площадь зазора. В этом случае относительное изменение индуктивности

$$dL/L = [1 + l_c s_0 / (2\mu_c s_c \delta)]^{-1} (ds_0/s_0 + d\delta/\delta), \quad (4.76)$$

что позволяет при соответствующем выборе геометрии зазора получить характеристику, достаточно близкую к линейной.

Большой чувствительностью и значительно лучшей линейностью обладают дифференциальные преобразователи с переменным зазором (рис. 4.11 в, г). При перемещениях якоря индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  этих преобразователей изменяются противоположным образом. Включив индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  в смежные плечи моста переменного тока (рис. 4.12 б), вторая пара смежных плеч которого задана, например, постоянными индуктивностями  $L_3 = L_4 = L$ , запишем выражение для сигнала  $U_B$  в измерительно-диагонали (фазовые сдвиги между потенциалами  $\varphi_1(\delta)$  и  $\varphi_2(\delta)$  для простоты рассуждений не учитываем):

$$U_B = \varphi_1(\delta) - \varphi_2(\delta) = U_{\pi} L [1/(L_1 + L) - 1/(L_2 + L)]. \quad (4.77)$$

Отсюда получаем:

$$\begin{aligned} dU_B/d\delta &= U_{\pi} L [(dL_2/d\delta)/(L_2 + L)^2 - (dL_1/d\delta)/(L_1 + L)^2], \\ d^2U_B/d\delta^2 &= U_{\pi} L \{ [(d^2L_2/d\delta^2)(L_2 + L) - 2(dL_2/d\delta)^2]/(L_2 + L)^3 - \\ &\quad - [(d^2L_1/d\delta^2)(L_1 + L) - 2(dL_1/d\delta)^2]/(L_1 + L)^3 \}. \end{aligned}$$

Постановив, что в исходном состоянии преобразователя

$$\left. \frac{dL_1}{d\delta} \right|_{\delta=0} = - \left. \frac{dL_2}{d\delta} \right|_{\delta=0} \quad \text{и} \quad L_1|_{\delta=0} = L_2|_{\delta=0},$$

а также соответственно

$$\left. \frac{d^2L_1}{d\delta^2} \right|_{\delta=0} = \left. \frac{d^2L_2}{d\delta^2} \right|_{\delta=0},$$

получим:

$$\left. \frac{d^2 U_B}{d\delta^2} \right|_{\delta=0} = 0, \quad (4.78)$$

$$dU_B/d\delta = [2U_{\pi}L/(L_2 + L)^2](dL_2/d\delta). \quad (4.79)$$

В соответствии с (4.78) при  $\delta=0$  функция  $U_B(\delta)$  имеет перегиб и при малых  $\delta$  может аппроксимироваться линией с достаточно хорошим приближением.

Дальнейший анализ показывает, что при  $\delta < 0$   $d^2 U_B/d\delta^2 < 0$ , а при  $\delta > 0$   $d^2 U_B/d\delta^2 > 0$ , что позволяет считать выражение (4.79) минимумом функции  $dU_B/d\delta(\delta)$ .

На рис. 4.12 б схематически показаны зависимости  $L_1(\delta)$  и  $L_2(\delta)$  для дифференциального преобразователя в соответствии с рис. 4.11 г, а также — зависимости  $\varphi_1(\delta)$ ,  $\varphi_2(\delta)$  и  $U_B(\delta)$ .

Для преобразователя с изменяющейся площадью (рис. 4.11 а) принципиальная сущность рассмотренных зависимостей, очевидно, будет аналогичной.

Для реализации измерительных схем с преобразователями, имеющими подвижный ферромагнитный якорь, необходимо учитывать следующую весьма важную особенность. На якорь, например в преобразователе на рис. 4.11 б, действует одностороннее усилие притяжения к сердечнику

$$F_{\pi} = 0,5I_2 dL/d\delta, \quad (4.80)$$

где  $I_2$  — сила тока в обмотке.

Наличие силы  $F_{\pi}$  как функции  $\delta$  приводит к искажениям характеристик преобразователей, а ее вариации — к дополнительным погрешностям преобразования. В конструкциях дифференциального типа эта особенность менее существенна, ввиду того что якорь взаимодействует одновременно с двумя сердечниками и на него действуют две разнонаправленные силы. Наиболее общий путь ослабления влияния  $F_{\pi}$  заключается в уменьшении силы тока в обмотке.

Преобразователи с переменным зазором могут рассматриваться как устройства с изменяющимся активным магнитным сопротивлением  $R_{\delta}$  в соответствии с выражением (4.72). При этом в анализе не рассматриваются потери на вихревые токи, т. е. реактивная составляющая полного магнитного сопротивления. В конструкциях устройств на рис. 4.11 б, в, г, это вполне оправдано ввиду малости зазора  $\delta$  и тем самым несущественности полей рассеяния.

При учете полей рассеяния выражение для индуктивности записывается в виде

$$L = \omega^2 / \sqrt{(R_c + R_{\delta})^2 + X_m^2}, \quad (4.81)$$

где  $R_c$  и  $R_{\delta}$  — как и ранее, магнитные сопротивления сердечника и зазора ( $\delta$ );  $X_m$  — реактивная составляющая магнитного

сопротивления, обусловленная вихревыми токами и потерями на гистерезис в сердечнике.

Определенные преимущества при конструировании ИП давления имеет возможность воздействия на величину  $X_m$ . Естественно, при этом целесообразно устранить возможные потери на гистерезис, т. е. использовать конструкции ИП без ферромагнитных сердечников. Кроме этого, увеличения чувствительности можно добиться увеличением полей рассеяния, т. е. применением разомкнутой магнитной цепи.

Рассмотрим конструкцию ИП на рис. 4.13 а, которая содержит цилиндрический экран 1, выполненный в виде короткозамкнутой

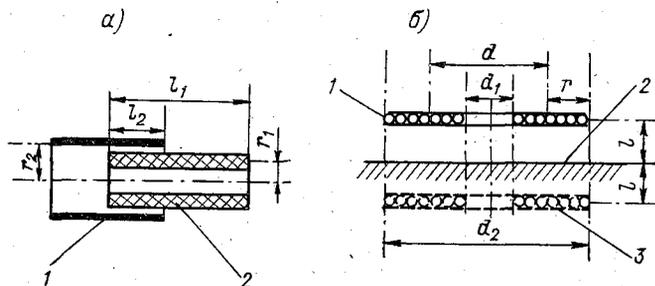


Рис. 4.13. Преобразователи с изменяемыми параметрами поля рассеяния.

катушки, и катушку индуктивности 2. Как показано в [89], для такой конструкции эффективная индуктивность  $L_{эф}$  катушки 2

$$L_{эф} = L_0 [1 - r_1^2 l_2 / (r_2^2 l_1)]. \quad (4.82)$$

Отсюда следует, что чувствительность ИП

$$dL_{эф} / dl_2 = -L_0 r_1^2 / (r_2^2 l_1) = \text{const} \quad (4.83)$$

и зависит только от соотношения радиусов экрана и катушки.

Таким образом, функция преобразования ИП может рассматриваться как линейная в широком диапазоне перемещений, что является явным преимуществом по сравнению с предыдущими конструкциями.

На рис. 4.13 б показана конструкция, отличающаяся удобствами использования в сочетании с плоскими перемещающимися металлическими поверхностями, например с центральной частью гофрированных мембран, с центральной частью торцевой поверхности сильфонов и т. д. Конструкция содержит плоскую катушку индуктивности 1, отстоящую от проводящей поверхности экрана 2 на расстоянии  $l$ . При подключении катушки 1 к источнику переменного напряжения в экране формируются вихревые токи, интенсивность которых обратно пропорциональна  $l$ .

Среди индуктивных ИП особый интерес представляет так называемые магнитоупругие преобразователи. Принцип их действи

основан на том, что механические напряжения в ферромагнитных материалах, например напряжения сжатия, вызывают изменения относительной магнитной проницаемости  $\mu_c$  и как следствие этого — изменение индуктивности катушки. Важным преимуществом магнитоупругих ИП является то, что при их использовании в сочетании с мембранами (рис. 4.14) перемещения жесткого центра последних оказываются практически несущественными ввиду больших значений модуля упругости материала ИП ( $E \approx 2 \cdot 10^{11}$  Н/м<sup>2</sup>), а это позволяет значительно снизить требования к мембранам и не учитывать изменчивость ряда их харак-

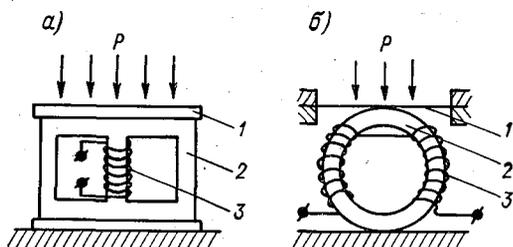


Рис. 4.14. Магнитоупругие преобразователи.

теристик (гистерезис, изменения модуля упругости и т. д.), влияющих на результирующую погрешность преобразования.

Наиболее распространены магнитоупругие ИП с косвенным нагружением. В таких ИП (рис. 4.14) измеряемое давление, воздействуя на мембрану, преобразуется в силу, действующую на ферромагнитный сердечник. Широко применяется вариант конструкции, где направление действия силы совпадает с вектором магнитной индукции в сердечнике, при этом проявляется так называемая продольная магниточувствительность [14]:

$$s_{\sigma} = (\Delta\mu_c/\mu_c)/(\varepsilon E) = k_{\sigma} (\lambda_H/B_H^2) \mu_c, \quad (4.84)$$

где  $\Delta\mu_c/\mu_c$  — относительное изменение магнитной проницаемости сердечника;  $\varepsilon = \Delta l/l$  — продольная деформация;  $E$  — модуль упругости;  $k_{\sigma}$  — постоянный коэффициент;  $\lambda_H = (\Delta l/l)_{B=B_H}$  — магнитострикция при насыщении;  $B_H$  — индукция насыщения. Знак  $s_{\sigma}$  совпадает со знаком  $\lambda_H$ .

При взаимной перпендикулярности действующей силы и вектора индукции проявляется поперечная магниточувствительность, которая в общем случае не равна продольной, и, что весьма существенно, ее знак не зависит от знака магнитострикции при насыщении.

В реальных конструкциях ИП, как правило, проявляются оба вида магниточувствительности и лишь определенными конструктивными мерами удается создать преобладание какого-либо

одного вида. В частности, на рис. 4.14 а показан ИП, у которого сердечник набирается из тонких пластин, например сплава К50Ф2 ( $s_\sigma = 2 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2/\text{Н}$ ). При воздействии на мембрану 1 внешнего давления  $P$  в сердечнике 2 формируются преимущественно продольные напряжения  $\sigma = \epsilon E$ , которые изменяют значение эффективности магнитной проницаемости и как следствие этого, индуктивность катушки 3.

Получили распространение ИП с тороидальными ферритовыми сердечниками (рис. 4.14 б). Тип сердечника для таких ИП выбирается из соображений минимальной термочувствительности. В таких ИП мембрана 1 преобразует давление  $P$  в силу, действующую в направлении диаметра сердечника 2. При этом в сердечнике проявляются как продольная, так и поперечная магниточувствительности, связанные довольно сложным образом, однако не создающие взаимной компенсации. Конечно, такие ИП практические не поддаются достаточно корректному расчету, и их характеристики преобразования определяются экспериментально.

Индуктивные ИП давления любого из рассмотренных основных типов на дальнейших этапах преобразования в измерительных установках могут включаться в различные схемы мостов переменного тока [14, 31, 89], однако, как отмечалось выше, их несомненным достоинством является возможность использования в схемах измерительных LC-генераторов (ЧМ-преобразователей). При хорошем конструктивном исполнении преобразователей их добротность оказывается довольно высокой (порядка  $10^2$ ), в результате может быть достигнута хорошая точность дальнейшего преобразования в частоту.

Однако в связи с тем, что частота LC-генератора в общем случае связана со значениями элементов контура зависимостью вида  $f = 0,5 \pi^{-1} (LC)^{-1}$ , полная функция преобразования оказывается существенно нелинейной.

Как и в случае нелинейных ЧМ-преобразователей RC-типа (п. 2.1), в данном случае вполне целесообразными оказываются методы, основанные на использовании дополнительного (опорного) генератора, частота которого также нелинейно связана с измеряемой величиной, однако его текущий коэффициент преобразования значительно меньше аналогичного коэффициента в основном (информационном) генераторе. В результате вычитания частот либо деления их друг на друга цифровыми средствами результирующая функция преобразования с хорошим приближением может рассматриваться как линейная. Если предпринимать попытку классификации, то такие методы коррекции нелинейности, по-видимому, следует относить к аналоговым.

Применительно к ЧМ-преобразователям широкое применение находят цифровые методы линеаризации, при которых результат измерения формируется какой-либо группой простейших цифровых операций, осуществляющих, например, возведение в квадрат измеряемой величины, деление постоянного числа на измеряемую

величину и т. д. Обзор ряда частных реализаций таких методов выполнен в работе [87].

Из разработанных к настоящему времени цифровых методов линеаризации значительный интерес представляет метод, предлагаемый в работе [95]. В этом методе для осуществления линеаризующих цифровых операций используется генератор стабиль-

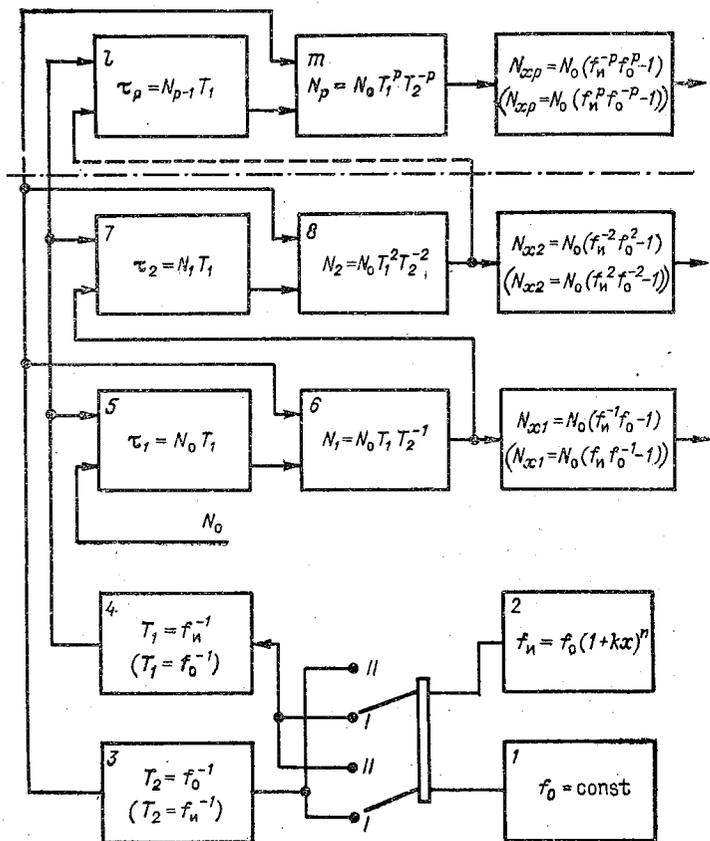


Рис. 4.15. Функциональная схема цифровой линеаризации.

ной опорной частоты  $f_0$  (рис. 4.15) и набор счетчиков (5, 6, 7, ...,  $l$ ,  $m$ ). Рассматриваемая схема осуществляет линеаризацию функции преобразования общего вида

$$f_n = f_0(1 + Kx)^n, \quad (4.85)$$

где  $f_n$  — частота информационного генератора;  $f_0$  — задаваемая частота опорного генератора;  $K$  — постоянный коэффициент;  $x$  — измеряемая величина;  $n = \pm 1$ ; ...,  $\pm 1/p$ , где  $p$  — целое число.

Для LC-генераторов, если  $L$  линейно связано с давлением,  $p = 2$ ,  $n = -0,5$ .

Принцип действия схемы состоит в следующем.

Сигналы с опорного и информационного генераторов 1 и 2 через переключатель режима работ поступают на формирователи импульсов 3 и 4, периоды следования которых соответственно равны:  $T_1 = f_n^{-1}$  и  $T_2 = f_0^{-1}$  при положении 1 переключателя. Импульсы с периодом  $T_1$  поступают на счетчик 5, формирующий промежуток времени  $\tau_1 = N_0 T_1$ , где  $N_0$  — объем счетчика. На этот промежуток времени открывается вход счетчика 6, куда поступают импульсы с периодом  $T_2$ . В такой ситуации результат счета в счетчике 6 будет представлен в виде  $N_1 = N_0 T_1 T_2^{-1}$ . После вычитания из этого результата начального значения  $N_0$  в блоке  $N_{x1}$  формируется результат  $N_{x1} = N_0 (T_1^{+1} T_2^{-1} - 1)$  или, что то же самое,  $N_{x1} = N_0 (f_n^{-1} / f_0^{+1} - 1)$ .

При большем  $p$  производятся дальнейшие операции. Сигнал  $N_1$  с выхода счетчика 6 поступает на счетчик 7 как сигнал его исходной установки, и счетчик 7 начинает считать импульсы с периодом  $T_1$ , формируя промежуток времени  $\tau_2 = N_1 T_1$ . На время  $\tau_2$  открывается счетчик 8, считая импульсы с периодом  $T_2$  и формируя результат счета в виде  $N_2 = N_1 T_1^{+1} T_2^{-1} = N_0 T_1^{+2} T_2^{-2}$ . После вычитания  $N_0$  в блоке  $N_{x2}$  формируется результат  $N_{x2} = N_0 (T_1^2 T_2^{-2} - 1) = N_0 (f_n^{-2} f_0^{+2} - 1)$ . Тем самым характеристика вида (4.85) при  $n = -0,5$  оказывается преобразованной к виду

$$N_{x2} = N_0 \{ f_0^2 f_n^{-2} [(1 + Kx)^{-0,5}]^{-2} - 1 \} = N_0 Kx. \quad (4.86)$$

При еще больших  $p$  операции повторяются по аналогичной схеме с привлечением последующих счетчиков. Конечный результат  $p$  повторений получается в виде

$$N_{xp} = N_0 (T_1^{+p} T_2^{-p} - 1) = N_0 (f_n^{-p} f_0^{+p} - 1). \quad (4.87)$$

На схеме устройства внутри каждого блока указаны выполняемые им операции. Операции, заключенные в круглые скобки, выполняются в положении II переключателя режима работ.

#### 4.4. Резонансные преобразователи

Резонансные преобразователи давления, как в предыдущие виды, содержат чувствительный элемент в виде плоской либо гофрированной мембраны, сиффона и т. д. (см. п. 4.1), связанный непосредственно с преобразователем, у которого пропорционально изменяемому давлению изменяется резонансная частота колебаний. В качестве преобразователей применяют струны; тон-

кие металлические пластины, цилиндры и пьезокварцевые пластины. Принципиальной особенностью подобных устройств является то, что они обладают весьма большой жесткостью, в связи с этим чувствительные элементы обычно используются здесь не для преобразования давления в перемещение, а для создания точечного либо равномерно распределенного по некоторой площади усилия ( $F_x$  либо  $\sigma_x$ ). Сама же деформация обычно очень мала и определяется жесткостью преобразователя, поэтому такие недостатки чувствительных элементов, как гистерезис, температурные деформации и т. д., практически теряют значение. Благодаря этому резонансные преобразователи давления отличаются наиболее высокими метрологическими характеристиками. В частности, относительная погрешность преобразователей с механическими резонаторами обычно составляет  $\pm(0,1-0,01)\%$ , а при использовании кварцевых резонаторов может быть уменьшена до  $10^{-3}\%$  [79].

**Струнные преобразователи.** В них используется зависимость собственной частоты колебаний натянутой струны от ее длины  $l$ , массы  $m$ , приложенного усилия  $F$  (либо механического напряжения  $\sigma$ ) [87]:

$$f = 0,5 \sqrt{F/(ml)} = 0,5l^{-1} \sqrt{\sigma/\rho} = 0,5 \sqrt{E \Delta l/(\rho l^3)}, \quad (4.88)$$

где  $\rho$  — плотность материала струны;  $E$  — модуль Юнга;  $\Delta l$  — изменение длины, пропорциональное приложенному усилию.

В принципе, натянутые струны, как следует из (4.88), могут использоваться как преобразователи линейной деформации  $\epsilon_l = \Delta l/l$ , однако, такой режим их работы мало целесообразен. Действительно, в этом случае подлежат преобразованию весьма малые изменения ( $\Delta l$ ) большой величины ( $l$ ) и влияние различных дополнительных факторов, например вариаций температуры, сказывается существенно даже при очень малых температурных коэффициентах линейного расширения. В противоположность этому оказывается весьма выгодным режимом преобразования усилия  $F$ , при котором выходной величиной являются большие изменения  $\Delta F$  на фоне очень малых изменений  $\Delta l$ . Во-вторых, при этом весьма ограничены перемещения чувствительного элемента (мембраны, сильфона и т. д.) и тем самым практически устраняются погрешности, связанные с этими перемещениями.

Преобразователи выполняются одно- и двухструнными. Важный недостаток однострунного варианта — нелинейность характеристики, которая обуславливает существенно переменное значение погрешности по диапазону измерений. Для них также характерно повышенное влияние элементов всей конструкции (корпуса, мембраны, механизма передачи усилия) на результаты преобразования. В двухструнных преобразователях эти недостатки в значительной степени уменьшены либо полностью устранены.

Возможность линеаризации характеристики преобразования появляется при дифференциальном варианте использования двух

струн. Это следует из следующих соображений. Если на струны действуют усилия  $F_1$  и  $F_2$ , то разность квадратов их частот

$$f_1^2 - f_2^2 = (F_1 - F_2)/(4ml) = \Delta F_x/(4ml). \quad (4.89)$$

Отсюда получается, что разность собственных частот струн

$$\Delta f = \Delta F_x/[4ml(f_1 + f_2)] \quad (4.90)$$

оказывается линейной функцией разности сил при условии  $f_1 + f_2 = \text{const}$ .

Обеспечение условия  $f_1 + f_2 = \text{const}$  является весьма непростой задачей. В работе [87] для этого предлагается использовать методы фазовой автоподстройки по частоте внешнего кварцевого генератора. При этом конструкция преобразователя должна быть снабжена исполнительным механизмом (электромагнитным, тепловым и т. д.), изменяющим натяжение струн в соответствии с сигналом от схемы автоподстройки. Дополнительная погрешность, вносимая подобными механизмами, в работе [87] не рассматривается.

Известен также ряд конструктивных приемов, основанных на выборе длин струн и обеспечении требуемого соотношения их деформаций и позволяющих получать характеристики преобразования, близкие к линейным с отклонениями в пределах 0,02—0,1 %.

Один из возможных способов коррекции рассмотрен также в п. 4.3.

Важное значение для струнных преобразователей имеет способ закрепления концов струны, определяющий в значительной степени стабильность характеристики преобразования во времени. Разработано большое количество конструкций устройств закрепления, достаточно подробно рассмотренных в работах [14, 87]. Анализ конструкции позволил сформулировать [87] следующие основные требования к креплениям:

1. Площадь, на которой крепится струна, должна быть достаточно большой, чтобы обеспечить возможность надежного крепления.

2. Длина колеблющейся части струны при отклонении ее в обе стороны от положения равновесия должна быть строго одинаковой. В креплениях типа «тисков» (между двумя плоскостями) это может быть обеспечено шлифовкой и полировкой грани, перпендикулярной оси струны.

3. Не допускается изгиб струны в точке выхода из крепления, так как при этом не выполняется предыдущее требование и возникают нежелательные изгибные напряжения в струне.

4. Свойства материала струны не должны значительно отличаться от свойств материала крепления. Крепление более мягким материалом будет «размолото» при колебаниях струны, а более твердый материал приведет к сжатию концов струны.

5. После изготовления любых типов крепления целесообразно подвергать их нескольким циклам температурного старения при 80—100 °С по 4—8 ч для снятия механических напряжений.

6. При закреплении струна должна находиться под рабочим натяжением, которое не должно меняться в момент закрепления.

Возбуждение колебаний в струне может осуществляться с помощью четырех основных типов систем: электромагнитной, магнитоэлектрической, пьезоэлектрической и электростатической (рис. 4.16).

Электромагнитная система (рис. 4.16 а) содержит приемную 1 и возбуждающую 3 катушки с ферромагнитными сердечниками. Струна 2 также является ферромагнитной. Катушка 1 подключается к входу широкополосного усилителя, а катушка 3 — к его

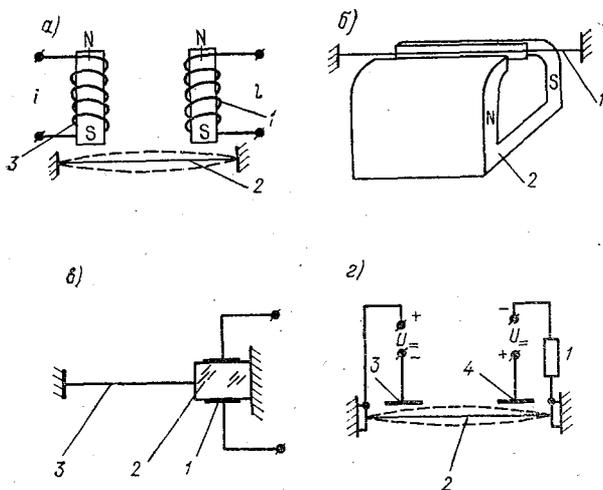


Рис. 4.16. Схемы возбуждения колебаний струны.

выходу. Для обеспечения колебаний струны в такой системе дополнительно требуется постоянное подмагничивание.

Возбуждающая колебания поперечная сила, действующая на струну в электромагнитной системе определяется выражением

$$F_{\text{возб}}(x, \tau) = \frac{[F_{\text{м0}} + i(\tau)\omega] \mu_0 b}{2[\delta_0(x) - y(x, \tau)]^2}, \quad (4.91)$$

где  $F_{\text{м0}}$  — магнитодвижущая сила начального подмагничивания;  $i(\tau)$  — сила тока в возбуждающей катушке;  $\omega$  — число витков;  $b$  — эквивалентная ширина струны;  $\delta_0(x)$  — толщина зазора;  $y(x, \tau)$  — смещение струны.

В магнитоэлектрических системах (рис. 4.16 б) возбуждение колебаний обеспечивается за счет взаимодействия поля постоянного магнита 2 и магнитного поля тока, пропускаемого через струну 1. Струна выполняется, как правило, из неферромагнитного материала. Ее колебания в поле магнита 2 приводят к изменениям эквивалентного сопротивления и соответственно к изменениям тока. В схемах автогенераторов струна включается

в четырехплечный резисторный мост, диагональ питания которого подключена к выходу усилителя, а измерительная диагональ — к входу.

Возбуждающая поперечная сила определяется произведением величины индукции  $B(x)$  на силу тока в струне  $i(\tau)$

$$F(x, \tau) = B(x) i(\tau). \quad (4.92)$$

Для обеспечения наилучших условий колебаний рекомендуется [87] устанавливать длину магнита

$$l_m = (0,7 \div 0,75) l_c, \quad (4.93)$$

где  $l_c$  — длина струны.

Пьезоэлектрические системы (рис. 4.16 а) обеспечивают возбуждение колебаний струны 3 и съем сигнала за счет обратного и прямого пьезоэффектов в пластине 2, к которой крепится струна. При этом возбуждающая сила оказывается приложенной к точке крепления. Возбуждающее напряжение подводится через электроды 1.

Конструкции систем такого типа описаны в [87], но исследованы мало и редко используются. Можно лишь предполагать, что к упругим свойствам пьезоэлемента здесь должны предъявляться весьма жесткие требования, обусловливаемые принципиальной особенностью системы — наличием колебаний в точке крепления.

В электростатических системах (рис. 4.16 б) поперечная возбуждающая сила, действующая на струну, создается электрическим полем в зазоре конденсатора, образованного струной 2 и электродом 3. При колебаниях струны изменяется емкость второго из конденсаторов (струна и электрод 4) и соответственно при  $U = \text{const}$  изменяется заряд на его обкладках, а в цепи резистора 1 возникает переменный ток. Как и в предыдущих системах, возбуждающая и приемная части подключаются соответственно к выходу и входу усилителя, и в такой конструкции возникают автоколебания на резонансной частоте струны.

Особенностью электростатической системы является необходимость использования высоковольтных источников напряжения для возбуждения колебаний.

В преобразователях давления применяются как типичные струны (круглого сечения), так и тонкие пластины (плоские струны). В частности, круглого сечения струны применены в ряде конструкций для измерения атмосферного давления [63], тонкие пластины — в широко распространенных преобразователях гидростатического давления типа ДДВ [58]. Типичное значение случайной погрешности составляет  $\pm (0,1-0,2) \%$ . При специальных мерах снижения влияния таких факторов, как изменение температуры (термостатирование), влажности (осушка силикагелем либо вакуумирование), старение (предварительные температурные нагрузки) и т. д., удается в некоторых случаях добиться снижения погрешности на порядок (например, [58, 149]).

**Преобразователи с цилиндрическими резонаторами.** Известно, что частота собственных колебаний тонкостенного металлического цилиндра зависит от механических напряжений в его стенках. Напряжения создаются за счет разности внешнего и внутреннего давления. Применяются два основных типа конструкций, в первой из которых (рис. 4.17 а) стенка цилиндра 3 с обеих сторон жестко закреплена в корпусе 1. Между цилиндром и корпусом имеются две кольцевые полости 2 и 4; эти полости испытывают действие давления, разность между значениями которого подлжет измерению. В конструкции (рис. 4.17 б) цилиндр 3 закреплен в корпусе 1 только в нижней части. На стенку цилиндра анало-

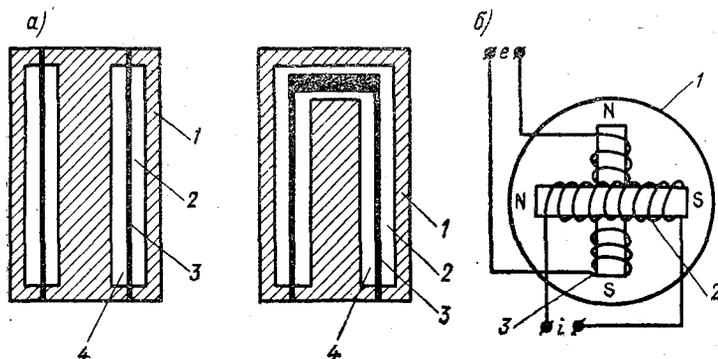


Рис. 4.17. Конструкции преобразователей с цилиндрическими резонаторами.

гично первому варианту действует разность давления на кольцевых полостях 2 и 4. Одна из кольцевых полостей герметизируется при известном значении давления.

Толщина стенок у цилиндров устанавливается примерно равной 50 мкм. Для того чтобы уменьшить погрешности от влияния узлов крепления, целесообразно снижать отношение  $\pi R/L$ , где  $R$  — радиус цилиндра,  $L$  — длина. Значение радиуса обычно ограничивается размерами применяемой системы возбуждения (рис. 4.17 в), и в таком случае имеется лишь возможность оперировать величиной  $L$ . Значительному увеличению  $L$  препятствуют технологические трудности изготовления столь тонких цилиндров, как указано выше.

Несомненно, что реализация высокой добротности цилиндрического резонатора возможна лишь в том случае, если стенки контактируют с газовой средой. Использование преобразователей для измерений в воде требует дополнительных конструктивных приспособлений, способных формировать давление в газовой среде одной из полостей, эквивалентное давлению в воде.

Возбуждение колебаний в цилиндре осуществляется с помощью типичной электромагнитной системы (рис. 4.17 в). Внутри цилиндра 1 помещены катушка возбуждения с ферромагнитным

сердечником 2 и воспринимающая катушка с сердечником 3. Как и в схемах струнных автогенераторов, катушки 2 и 3 подсоединяются соответственно к выходу и входу усилителя, что обеспечивает режим возбуждения автоколебаний в схеме на собственной частоте цилиндра.

Частота колебаний связана с разностью давлений следующей зависимостью:

$$f_p = f_0 \sqrt{1 - k_{\text{ц}} \Delta P}, \quad (4.94)$$

где  $k_{\text{ц}}$  — постоянный коэффициент.

Преобразователи с цилиндрическими резонаторами изготавливаются, в частности, фирмой «Солартрон» [14] и предназначены для измерения давлений до 67 МПа. При начальной частоте  $f_0$  порядка 5—16 кГц девиация частоты достигает 20 % при нелинейности характеристики в 2,5 %. Основная случайная погрешность преобразования (невоспроизводимость характеристики) не превышает  $\pm 0,05$  %.

**Пьезокварцевые преобразователи.** В преобразователях давления весьма широко используются пьезокварцевые пластины, у которых в результате действия нагрузки на обкладках возникает ЭДС. Нагрузка от внешней среды обычно передается через мембрану. Для повышения чувствительности преобразователи содержат зачастую несколько последовательно соединенных пластинок. Выходная ЭДС, как правило, непосредственно не измеряется, а подается на согласующие усилители. Основное требование к усилителям — наличие высокого входного сопротивления (не менее  $10^{12}$  Ом). Дело в том, что пьезокварцевые пластины как источники ЭДС обладают большим внутренним сопротивлением и именно в связи с этим могут использоваться лишь совместно с измерительными устройствами с электрометрическим входом. Несомненно, подобные условия являются препятствием для их широкого использования в океанологических измерениях.

Важный недостаток конструкции — соизмеримость внутреннего сопротивления пластин с сопротивлением утечки через крепежные элементы корпуса, которое может варьировать в довольно широких пределах.

В связи с этим пьезоэлектрические преобразователи нашли применение лишь при контроле технологических процессов в промышленности — преимущественно для измерения переменных сил и давления в частотной области примерно от 0,1 до 3 кГц (например, преобразователь ДТ (П) совместно с усилителями ПИ-56 или УПИТ).

Значительно больший интерес представляет применение пьезокварцевых пластинок в резонансных преобразователях давления, где такая пластина используется как электрический резонатор. Наиболее важными достоинствами кварцевых резонаторов являются высокая добротность и слабая зависимость частоты от температуры. Важный недостаток, к сожалению, такой же, как и у струны, — трудность достаточно качественного крепления пла-

стинки кварца к чувствительному элементу и к недеформируемому основанию.

В ИП давления наиболее целесообразно использовать срезы кварцевого кристалла, имеющие минимальный ТКЧ и возбуждаемые колебаниями сдвига по толщине. Первое обусловлено естественной необходимостью устранить зависимость выходного сигнала от температуры, второе — стремлением избавиться от чувствительности к присоединяемой массе устройств крепления резонатора.

Как известно (например, [108]), наименее термочувствительными являются так называемые косые срезы, когда пластина кварца вырезается из кристалла наклонно по отношению к кристаллографическим осям. Из таких срезов в ИП давления получил распространение преимущественно АТ-срез. Его температурный коэффициент частоты (ТКЧ) в диапазоне от  $-10$  до  $+50^\circ\text{C}$  практически равен нулю. Частотная постоянная для колебаний сдвига по толщине  $N=f/h=1770$  кГц·мм. Резонаторы АТ-среза могут изготавливаться для диапазона частот от 0,3 до 100 МГц (от 0,3 до 20 МГц на основной частоте и  $> 20$  МГц на нечетных гармониках).

Важной особенностью резонаторов с колебаниями сдвига по толщине является эффект локализации энергии [79]. Сущность эффекта заключается в том, что колебательная энергия возбужденного резонатора концентрируется в центральной области и не распространяется на периферию. В соответствии с этим периферийные области элемента можно жестко закреплять в конструкцию ИП, не ухудшая добротности резонатора. При этом присоединенная масса крепления никак не сказывается на значении резонансной частоты.

Для реализации эффекта локализации возбуждающие электроды наносятся на центральную часть пьезоэлемента (рис. 4.18), выполненного в виде линзы (I—III) или прямоугольной пластинки (IV, V). Нагружение осуществляется в плоскости элемента, при этом обеспечивается высокая линейность преобразования усилия  $F$  либо всесторонне распределенного давления  $P$  в частоту и реализуется большая жесткость и прочность преобразователя [79]. Конструкция I предназначена для преобразователей с сосредоточенным приложением нагрузки, например, через жесткий центр гофрированной мембраны. В конструкциях II и IV пьезопластины подвергаются одноосному сжатию рассредоточенной нагрузкой  $F$ . В конструкции III применено всестороннее сжатие пластины, а в конструкции V прямоугольная пластина в зажимах 1 и 2 подвергается одноосному растяжению.

Резонаторы рассмотренных типов обладают практически линейной зависимостью относительных изменений резонансной частоты от механического напряжения в центральной области (в пределах изменений  $\sigma$  от нуля до предела прочности на сжатие).

$$\Delta f/f = k_\sigma \sigma, \quad (4.95)$$

где  $\sigma$  — напряжение;  $k_\sigma$  — коэффициент.

Частота резонанса для пьезоэлементов с колебаниями сдвига по толщине определяется выражением

$$f_p = 0,5h^{-1} \sqrt{c_{66}'/\rho_{\text{кв}}}. \quad (4.96)$$

где  $c_{66}'$  — действующая константа упругости, зависящая от угла между кристаллографической  $z$ -осью и плоскостью пьезоэлемента;  $\rho_{\text{кв}}$  — плотность кварца;  $h$  — толщина пластины.

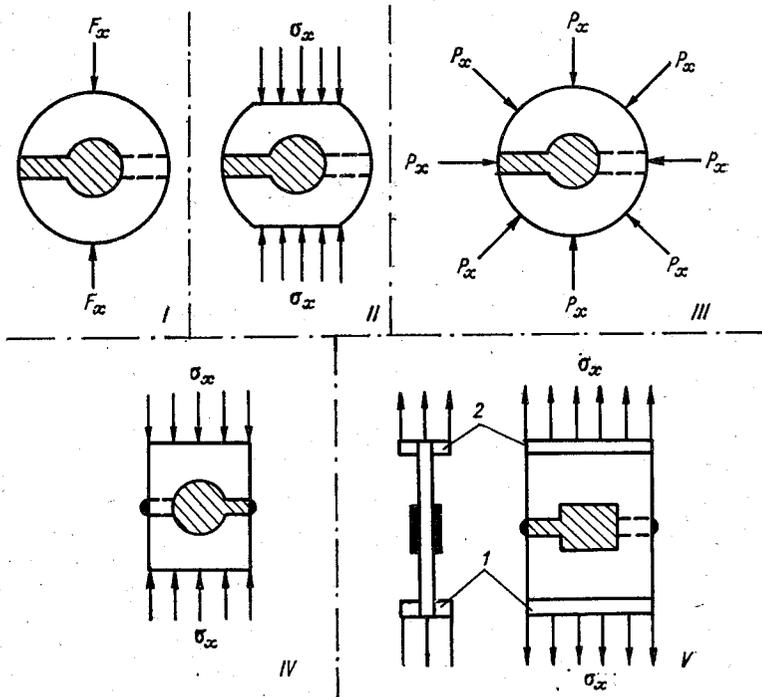


Рис. 4.18. Схемы пьезокварцевых преобразователей с колебаниями сдвига по толщине.

В соответствии с этим оказывается справедливой следующая взаимосвязь:

$$\Delta f_p/f_p \approx \Delta h/h, \quad (4.97)$$

т. е. относительные изменения выходного сигнала преобразователя примерно соответствуют относительным изменениям линейных размеров (деформации). Такое же соответствие характерно и для тензорезисторов, но у них выходной величиной является изменение сопротивления, которое измеряется со значительно большими (на 2—3 порядка) погрешностями, чем изменение частоты.

Для резонаторов, использующихся в преобразователях давления, вводится, как и для тензорезисторов, понятие тензочувствительности [79]:  $k_{\sigma}$  — коэффициент тензочувствительности при одноосном сжатии;  $k_{\pi}$  — интегральный коэффициент тензочувствительности при всестороннем сжатии в плоскости пьезоэлемента (рис. 4.18 III). Величина  $k_{\sigma}$  зависит от ориентации кристаллографических осей элемента (азимута нагрузки). Для резонаторов АТ-среза азимут нагрузки  $\psi$  отсчитывается от оси  $x$ , и выраженные для коэффициента тензочувствительности при распределенной одноосной нагрузке (рис. 4.18 IV) оказываются следующим:

$$k_{\sigma}(\psi) = 2,75 \cdot 10^{-11} \sin^2 \psi, \quad (4.98)$$

где коэффициент при  $\sin^2 \psi$  имеет размерность Па<sup>-1</sup>.

При точечном нагружении (рис. 4.18 а)

$$k_{\sigma}(\psi) = 2,75 \cdot 10^{-11} \left( \sin^2 \psi - \frac{1}{3} \cos^2 \psi \right). \quad (4.99)$$

При всестороннем нагружении (рис. 4.18 III) резонатора АТ-среза коэффициент тензочувствительности  $k_{\pi} = \text{const} = 2,7 \times 10^{-11}$  Па<sup>-1</sup> [179].

Тензочувствительность в значительной степени зависит от формы используемого пьезоэлемента, и у круглых резонаторов в общем случае выше, чем у резонаторов прямоугольной формы [79].

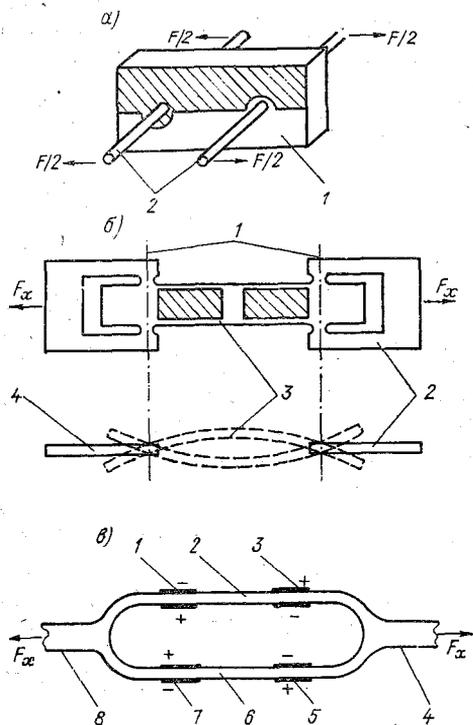
В высокоточных ИП давления важное значение имеет зависимость тензочувствительности от температуры. Температурный коэффициент тензочувствительности для резонаторов АТ-среза может достигать  $(1 \div 2) \cdot 10^{-3}$  К<sup>-1</sup>, однако его значение непостоянно и зависит от угла  $\psi$ . При  $\psi \approx 55^\circ$  значение коэффициента близко к нулю.

Кроме резонаторов с колебаниями сдвига по толщине, в ИП давления находят применение резонаторы с колебаниями изгиба, которые эквивалентны струнным (плоским струнам), но обладают по сравнению с ними более высокой временной, стабильностью, а также отсутствием гистерезиса и ползучести. В конструкциях ИП такого типа основную трудность составляет заделка торцов — эта заделка должна осуществляться в узловых точках резонатора, свободных от колебаний. В противном случае происходит значительный отток энергии колебаний к другим узлам конструкции и добротность резонатора резко ухудшается.

Некоторые из применяющихся конструкций показаны на рис. 4.19. В конструкции (а) подвод растягивающих усилий  $0,5F$  к резонатору 1 осуществляется посредством стержней 2, проходящих через узловые точки на расстояниях  $0,224L$  от краев резонатора ( $L$  — длина резонатора). В резонаторе возбуждаются колебания изгиба по длине — ширине.

В конструкции (б) применена аналогичная схема передачи усилий, при этом вся конструкция выполнена целиком из кварцевой

пластины. Однако колебания возбуждаются только в ее центральной области 3, периферийные области 2 и 4 используются для заделки в ИП. При возбуждении колебаний изгиб области 3 происходит относительно узловых линий 1 — именно по этим линиям и связаны между собой центральная и периферийная области. Возбуждение осуществляется с помощью двух пар электродов (защрихованные участки), нанесенных по обе стороны области 3.



Преобразователь (в) выполнен в виде сдвоенного камертона. Колебания в его обоих ветвях 2 и 6 возбуждаются таким образом, чтобы их изгиб в плоскости рисунка обеспечивался в противофазе. Для возбуждения служат четыре пары электродов, 1, 3, 5, 7, напряжения на которых подаются в соответствующем сочетании фаз (сочетания + и — на рисунке). Усилия прилагаются к ножкам 4 и 8, причем благодаря симметрии конструкции возбуждаемые в ножках колебания оказываются в противофазе и взаимно гасятся. В результате добротность резонатора весьма высокая.

Рис. 4.19. Пьезокварцевые преобразователи с колебаниями изгиба.

Для всех рассмотренных типов преобразователей характерна следующая зависимость частоты резонанса  $f_p$  от механических напряжений  $\sigma_x$  в центральной области [79]:

$$f_p = R_1 \frac{h}{L^2} \sqrt{\frac{E}{\rho_{\text{КВ}}} \left( 1 + \frac{R_2}{E} \frac{L^2}{bh^2} \sigma_x \right)}, \quad (4.100)$$

где  $E$  — модуль Юнга кварца;  $R_1$  и  $R_2$  — постоянные коэффициенты, зависящие от способа крепления пьезоэлемента и подвода усилия  $F_x$ ;  $h$  — толщина элемента;  $b$  — ширина;  $l$  — длина;  $\rho_{\text{КВ}}$  — плотность кварца.

Причем

$$\sigma_x = F_x / (bh). \quad (4.101)$$

Преобразователи с изгибными колебаниями, несмотря на трудности их закрепления в общей конструкции ИП давления, выгодно отличаются от преобразователей с колебаниями сдвига по толщине значительно более высокой тензочувствительностью. Различие в тензочувствительности составляет почти два порядка, однако при этом в соответствии с (4.100) возрастает нелинейность преобразования, которая может достигать 1—10 %.

ИП гидростатического давления на основе пьезокварцевых резонаторов серийно производится фирмой «Хьюлетт—Паккард» (США). Конструкция таких ИП (рис. 4.20) представляет собой монолитный кристаллический блок 2, содержащий внутри линзу 1. Блок закрыт герметичными крышками 3 и 4, вырезанными из кристалла кварца таким образом, что их ориентация относительно кристаллографических осей идентична ориентации всего блока 2. Кварцевый блок располагается внутри цилиндра, заполненного жидкостью и

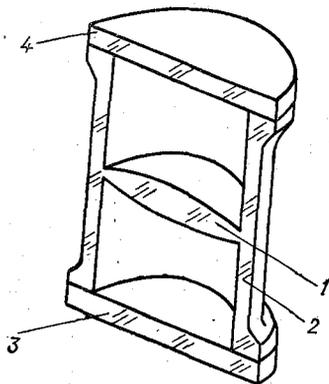


Рис. 4.20. Схема преобразователя фирмы «Хьюлетт—Паккард».

снабженного мягкой мембраной в одном из торцов. Внешнее давление через мембрану передается внутрь цилиндра и подвергает блок всестороннему сжатию. Колебания возбуждаются в линзе 1. Начальная частота резонанса 5 МГц, добротность достигает  $10^6$ . Чувствительность преобразования составляет  $2 \cdot 10^{-4}$  Гц/Па. Диапазон измеряемых гидростатических давлений 0—70 МПа. Для снижения температурной погрешности применено двойное термостатирование кварцевого блока, обеспечивающее стабилизацию до  $\pm 0,05$  К [166].

В целом ИП давления на основе пьезокварцевых резонаторов благодаря их высоким метрологическим свойствам представляются чрезвычайно перспективными для использования в морских условиях.

#### 4.5. Объемные тензопреобразователи

Проволочные резисторы, кроме типичного тензоэффекта, связанного с изменениями линейных размеров при деформации (см. п. 4.2), обладают также объемным тензоэффектом (иногда называемым объемным пьезоэффектом), заключающемся в изменении сопротивления при всестороннем сжатии:

$$R_p = R_0(1 + SP),$$

где  $S$  — коэффициент объемной тензочувствительности;  $P$  — давление.

Величина  $S$  довольно мала и, например, для манганина составляет  $2,5 \cdot 10^{-5}$  МПа<sup>-1</sup>. В связи с этим объемный тензоэффект резисторов может использоваться лишь для измерения больших давлений.

В конструкциях преобразователей, основанных на объемном тензоэффекте, очевидно, отпадает необходимость в использовании промежуточных механических чувствительных элементов (мембран, сильфонов и т. д.). Это является их несомненным достоинством.

В практических реализациях промежуточные элементы типа сильфонов все же используются, но не как измерительные, а как защитные, в частности, от агрессивного действия среды. Подобная конструкция преобразователя описана в работе [14].

В связи с очень малой чувствительностью проволоочные преобразователи на объемном тензоэффекте применяются весьма редко.

Большой объемной тензочувствительностью обладают угольные резисторы. В работе [89] описано использование таких резисторов для измерения давлений в диапазоне 0,7—7,0 МПа. Чувствительность преобразования составляла  $1,4 \cdot 10^{-2}$  МПа<sup>-1</sup> при вполне удовлетворительных линейности и гистерезисе.

Значительной объемной тензочувствительностью характеризуются полупроводниковые материалы, в частности полупроводниковые резисторы, диоды, транзисторы, туннельные диоды [14]. В работе [165] описана конструкция преобразователя для измерения гидростатического давления с помощью туннельного диода. Диод помещен в термостатированную камеру, в которую передается внешнее давление через дополнительную переходную камеру. Термостатирование предпринято с целью устранения зависимости характеристик диода от температуры, поддерживаемая в термостате температура +38 °С. Возможный температурный диапазон эксплуатации преобразователя составляет 0—30 °С. Диод включен в схему генератора с несущей частотой 10 кГц.

Под влиянием внешнего давления изменяется вольтамперная характеристика диода, а в результате — частота генератора. Диапазон измеряемых глубин 0—7000 м, случайная погрешность не превышает  $\pm 0,05$  %, нелинейность и гистерезис составляют не более 0,5 %.

Наличие термостатирования требует обязательного предварительного вхождения всей конструкции в рабочий режим. Длительность вхождения не превышает 1 ч.

Преобразователь предназначен для зондирования. Передача информации к регистратору производится по кабелю.

Кроме объемного тензоэффекта, в преобразователях гидростатического давления используется объемный магнитоупругий эффект, заключающийся в изменении магнитной проницаемости ферромагнитных материалов при всестороннем погружении [31, 132].

В работе [31] описан преобразователь ДДМ1, предназначенный для измерения давлений в жидкости в диапазоне до 24,5 МПа (разработаны также варианты с верхними пределами 9,8 и 15,7 МПа). Погрешность преобразователей с учетом гистерезиса не превышает  $\pm 2\%$ . Температурная погрешность в диапазоне до  $+50^\circ\text{C}$  не превышает  $0,1\%/K$ . Преобразователи выполнены в виде цилиндрических магнитопроводов из стали 38 ХМЮА, имеющих возбуждающую и измерительную катушки, расположенные в специальных полостях. Измеряемое давление среды подается на магнитопровод через масляный разделитель.

Высокой объемной магниточувствительностью обладают серийные ферриты, например ферритовые сердечники типа 1500 НМ. При их использовании необходимо изолировать внутреннюю полость от свободного протока воды во избежание эффекта экранирования от замкнутого проводящего витка. Метрологические характеристики подобных преобразователей практически не исследованы.

## Глава 5

### Преобразователи гидрохимических характеристик

#### 5.1. Преобразователи рН

Одним из основных гидрохимических определений является определение активности водородных ионов — рН. Понятие рН введено в теории электролитической диссоциации для характеристики общей кислотности раствора. Численно значение рН равно отрицательному десятичному логарифму концентрации ионов водорода:

$$\text{pH} = -\lg [\text{H}^+]. \quad (5.1)$$

Концентрация водородных ионов тесно связана с концентрацией ионов гидроксидов  $[\text{OH}^-]$ . Произведение концентрации  $[\text{H}^+]$  и  $[\text{OH}^-]$ , называемое ионным произведением воды, при данной температуре является постоянной величиной и для диапазона  $20\text{—}25^\circ\text{C}$  составляет примерно  $1 \cdot 10^{-14}$ .

Первичные измерительные преобразователи рН, предназначенные для измерений в лабораторных условиях, в достаточной мере отработаны и выпускаются серийно. Стандартный преобразователь представляет собой сочетание двух электродов: измерительного, потенциал которого пропорционален рН, и электрода сравнения, предназначенного для подсоединения к раствору и имеющего очень малый а главное, мало меняющийся собственный потенциал. При помещении ИП в исследуемую пробу воды на выходе ИП формируется сигнал измерительной информации в виде разности потенциалов.

В качестве измерительных электродов применяются: водородные, хингидронные, металлооксидные и стеклянные электроды, причем функциональные возможности первых трех типов ограничены и они используются значительно реже, чем стеклянные, хотя, например водородные электроды, считаются наиболее точными [78].

Водородный электрод изготавливается на основе химически чистой пористой платины, которая при выполнении измерений непрерывно насыщается газообразным водородом. Химическая пассивность платины и ее хорошие адсорбционные свойства приводят к тому, что такой электрод ведет себя в растворе как электрод из «твердого» водорода. Его потенциал, определяемый уравнением Нернста, составляет

$$\varphi_{\text{H}} = \varphi_{0\text{H}} + \alpha \lg [\text{H}^+], \quad (5.2)$$

где  $\alpha = 1,98 \cdot 10^{-4} T$ ;  $\varphi_{0\text{H}}$  — нормальный потенциал электрода, условно считающийся равным нулю;  $T$  — температура по шкале Кельвина.

Ввиду конструктивной сложности, заключающейся в необходимости непрерывного насыщения платины химически чистым водородом, водородный электрод используется обычно лишь как эталонный, например для калибровки других типов измерительных электродов.

Более удобным в эксплуатации является хингидронный электрод, в котором химически чистый водород образуется при диссоциации хингидрона в водном растворе. Однако он может применяться только в кислых и нейтральных средах. При  $\text{pH} > 8,5$  составная часть хингидрона — гидрохинон — может образовывать щелочные соли, которые сильно искажают результат измерений. В щелочной, нейтральной и слабокислой средах ( $\text{pH} > 5$ ) могут применяться металлооксидные электроды, имеющие ряд преимуществ по сравнению с хингидронными. Они химически более стойки и имеют высокую механическую прочность. Принцип их действия состоит в том, что они реагируют на ионы гидроксидов в растворе, связывая их в виде труднорастворимых соединений. При этом динамическое равновесие на границе раздела электрод—раствор, определяющее потенциал электрода, наступает в зависимости от исходной концентрации  $[\text{OH}^-]$ . И так как  $[\text{OH}^-]$  и  $[\text{H}^+]$  однозначно связаны через константу диссоциации, то потенциал оказывается пропорциональным  $\text{pH}$ . Материалом для металлооксидных электродов могут служить сурьма, висмут, теллур, молибден, вольфрам, германий и некоторые другие металлы.

44) Наиболее универсальным является стеклянный измерительный электрод, в котором формирование электродного потенциала происходит в результате ионообменных процессов. Если пластину силикатного стекла, в которое введены примеси одновалентных металлов (Li, Na, K или других), поместить в раствор, то катионы водорода из раствора вследствие своей более высокой активности переходят в стекло, замещая в узлах кристаллической

решетки вырванные оттуда катионы примесного металла. Электродный потенциал динамического равновесия такого процесса зависит от исходной концентрации ионов водорода, а следовательно, — от величины pH раствора.

Конструкция стеклянного электрода может быть различной. Наибольшее распространение в отечественной практике получил электрод, представляющий собой (рис. 5.1) трубку 1 из обычного

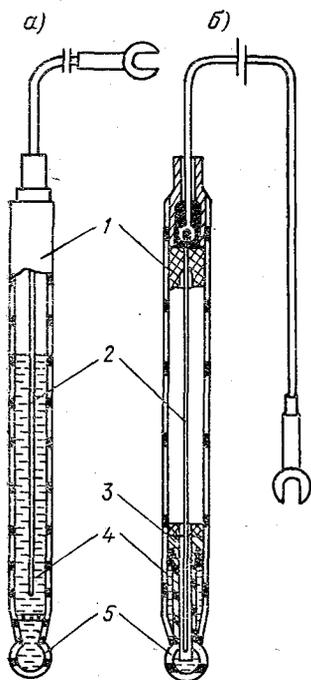


Рис. 5.1. Конструкция стеклянного измерительного электрода.

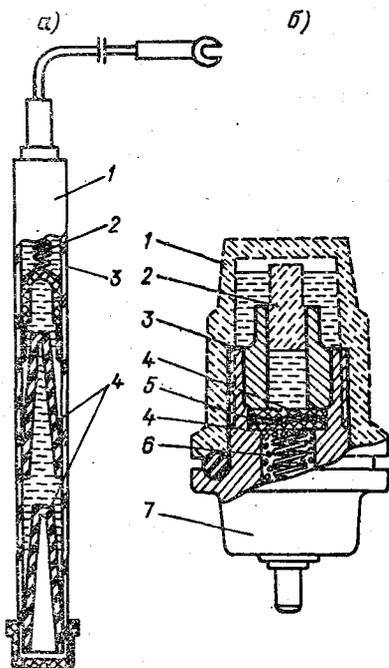


Рис. 5.2. Варианты конструкций хлорсеребряного электрода сравнения.

лабораторного стекла, на сужающемся конце которой напаян шарик 5 из специального электродного стекла (с примесью металлов). Внутренняя полость 5 заполнена 0,05 N раствором бромисто-водородной кислоты. Съем потенциала электрода осуществляется с помощью серебряной проволоки 2, покрытой слоем бромистого серебра.

Конструкция (б) стеклянного электрода является морозостойкой и отличается от рассмотренной выше лишь тем, что объем электролита во внутренней полости электрода значительно уменьшен и закрыт эластичной перегородкой 3, которая деформируется при замерзании электролита.

Из электродов сравнения в настоящее время наиболее распространены хлорсеребряные электроды, сохраняющие свой

потенциал с погрешностью не более  $\pm 2$  мВ в полном диапазоне изменений рН. Применяются различные конструкции хлорсеребряных электродов. Непроточный лабораторный электрод (рис. 5.2 а) представляет собой стеклянную трубку 1, в верхней части которой вмонтирована серебряная проволока 2, покрытая пленкой хлористого серебра. Нижний конец проволоки погружен в пасту 3 кристаллического AgCl. Электрод имеет несколько отсеков, разделенных упругими резиновыми мембранами 4. Все отсеки наполнены насыщенным раствором хлористого калия. Электролитический контакт электрода с исследуемым раствором осуществляется за счет неплотного прилегания мембран 4 к шероховатой внутренней поверхности трубки 1.

Проточный электрод (рис. 5.2 б), который может использоваться для измерений *in situ*, состоит из пластмассового корпуса 7, во внутренней полости которого помещена серебряная проволока 6. Полость заполнена пастой кристаллического хлористого серебра. От исследуемого раствора электрод отделяется пористой перегородкой в виде прокладки из фильтровальной бумаги 5, зажатой капроновыми шайбами 4. Конструкция уплотнена втулкой 3. При транспортировке или хранении для предотвращения высыхания электрода внутренняя полость втулки заполняется насыщенным раствором хлористого калия и закрывается пробкой 2. Весь электрод закрывается колпачком 1, в который тоже заливается раствор KCl.

Отечественной промышленностью серийно выпускается ряд преобразователей рН, предназначенных для измерений в различных условиях. Одни из них при океанологических исследованиях используются для определения рН проб морской воды в судовой лаборатории, другие, например ДПг-4, ДПр-3, рассчитанные на рабочее давление до 600 кПа, могут использоваться для непосредственных измерений *in situ*. Серийно выпускаются также отдельные электроды, из которых при необходимости возможно конструирование специальных типов преобразователей.

Следует отметить, что для океанологических задач такая необходимость в настоящее время является насущной. Дело в том, что преобразователи для глубоководных измерений отсутствуют, и их разработка весьма актуальна. Основным препятствием для использования серийных ИП является большое гидростатическое давление, которое приводит к необходимости введения в конструкцию специальных компенсационных узлов. Для измерительного электрода подобный узел может быть выполнен в виде дополнительного резервуара, герметично связанного с внутренней полостью электрода и упруго деформирующегося под воздействием внешнего давления, при этом резервуар и электрод должны быть полностью (без воздушных пузырьков) заполнены используемым в данном электроде электролитом. Это позволяет автоматически поддерживать равенство внешнего и внутреннего давлений.

В качестве же электродов сравнения в глубоководных преоб

разователях рН, по-видимому, наиболее целесообразно использование неполяризуемых (хлорсеребряных, хлорсвинцовых и т. д.) электродов, применяемых при исследованиях естественных электрических полей в море [105].

Поскольку выходной сигнал преобразователя рН представлен в виде ЭДС, то для его дальнейшего преобразования необходимы некоторые специальные приемы, обеспечивающие минимальное потребление тока по входу. Это существенно снижает паразитные поляризационные эффекты — концентрационный и химический, являющиеся при прохождении тока через исследуемый раствор. Концентрационный эффект заключается в том, что за счет прохо-

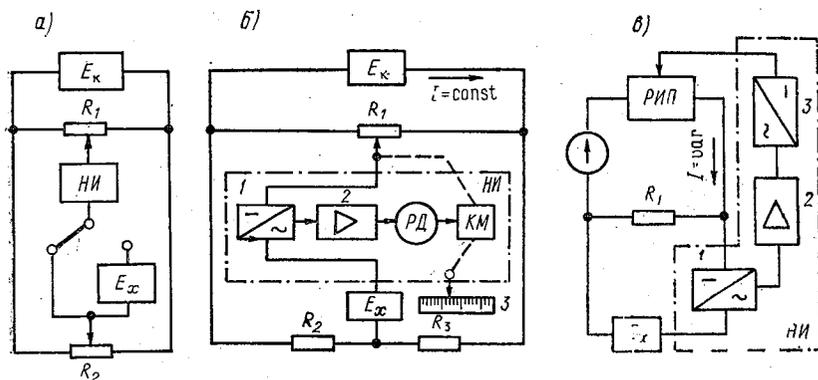


Рис. 5.3. Варианты подключения первичных преобразователей рН к измерительным схемам.

ждения тока в любом гальваническом элементе (в том числе и в ИП рН) на его катоде из раствора выделяются катионы металла, а анионы с анода диффундируют в раствор. В результате этого возникает так называемый концентрационный элемент, ЭДС которого направлена навстречу ЭДС преобразователя. Химический поляризационный эффект возникает за счет процесса электролиза, при котором на аноде выделяется кислород, а на катоде — водород, что изменяет химический состав поверхности электродов. Образующаяся вследствие этого эффекта дополнительная разность потенциалов между электродами также направлена навстречу ЭДС преобразователя.

Одним из распространенных приемов минимизации потребления тока по входу является использование компенсационных промежуточных преобразователей. В упрощенном виде схема такого преобразователя представляет собой четырехплечный мост (рис. 5.3 а), в измерительную диагональ которого включен источник измеряемой ЭДС  $E_x$  и нуль-индикатор (НИ). Мост питается от стабилизированного источника напряжения  $E_k$ . Переменным резистором (реохордом)  $R_2$  устанавливается исходный «электрический нуль» компенсатора в любом месте шкалы НИ,

с помощью резистора  $R_1$  осуществляется компенсация ЭДС  $E_x$ . При полной компенсации ток через НИ и соответственно через источник  $E_x$  (ИП рН) равен нулю.

В автоматических следящих компенсаторах (рис. 5.3 б) сигнал с измерительной диагональю мостовой схемы через узел 1, обеспечивающий преобразование постоянного напряжения в переменное, и усилитель переменного тока 2 поступает на реверсивный двигатель РД, который через кинематический механизм КМ осуществляет перемещение ползунка реохорда  $R_1$  в направлении, соответствующем уменьшению сигнала до минимума. Ползунок реохорда  $R_1$  кинематически связан с указателем шкалы 3 или с регистрирующим устройством.

В системе бесконтактного автоматического компенсатора (рис. 5.3 в) отсутствуют кинематические элементы. Здесь установление нужного компенсирующего напряжения в мостовой схеме осуществляется с помощью регулируемого источника питания РИП, функцию управления которым выполняет следящая система, состоящая из узла 1 преобразования постоянного напряжения в переменное, усилителя переменного тока 2 и выпрямителя 3.

Рассмотренные схемы промежуточного преобразования применяются в ряде серийно выпускаемых рН-метров, в частности ЛПМ-03М1, ЭППВ-28—1, ЛПМ-60М, рВ-261 и др.

Требование высокого нагрузочного сопротивления (минимума потребления тока от электродов) приводит к определенным сложностям при конструировании преобразователей рН с частотно-модулированными выходным сигналом. Здесь становится необходимым подключать измерительный электрод совместно с электродом сравнения к промежуточному преобразователю напряжения в частоту. Типичные преобразователи «напряжение—частота» обычно имеют недостаточно большое входное сопротивление. В связи с этим весьма целесообразно дополнительное промежуточное преобразование напряжения в изменения емкости, осуществляемое с помощью варикапов, а затем — преобразование изменений емкости в изменения частоты.

В варикапах (емкостных диодах) используется зависимость барьерной емкости  $p-n$  перехода от приложенного напряжения

$$C = C_0 / \sqrt[1 + E_x/E_p]{m} \quad (5.3)$$

где  $C_0$  — барьерная емкость при  $E_x = 0$ ;  $E_x$  — приложенное к варикапу преобразуемое напряжение;  $E_p$  — контактная разность потенциалов на  $p-n$  переходе;  $m$  — безразмерный показатель, равный двум для наиболее распространенных типов варикапов.

Важными преимуществами варикапов как преобразователей  $E_x$  в  $C$  является высокая стабильность параметров  $C_0$ ,  $E_p$  и  $m$ , а также высокая добротность, достигающая  $10^3$  на частотах порядка 500—700 кГц.

Типичные значения параметров варикапов следующие:  $C_0 \approx \approx 50$  пФ,  $E_p \approx 0,4$  В для германиевых и  $E_p \approx 0,8$  В для крем-

нивых структур. В качестве варикапов, кроме специально разработанных конструкций, могут использоваться также обычные кремниевые стабилитроны.

ЧМ-преобразователь на основе варикапа, предназначенный для подключения рН-метрических электродов, рассматривается в работе [87]. Схема преобразователя (рис. 5.4) представляет собой генератор Клаппа, в задающий LC-контур которого включена цепь из варикапа  $VD_1$  и емкости  $C_1$ . В цепь эмиттера усилительного каскада на  $VT_1$  включены дроссель и стабилитрон  $VD_2$ . Стабилитрон задает начальное напряжение смещения на варикап для обеспечения характеристики преобразования, близкой к ли-

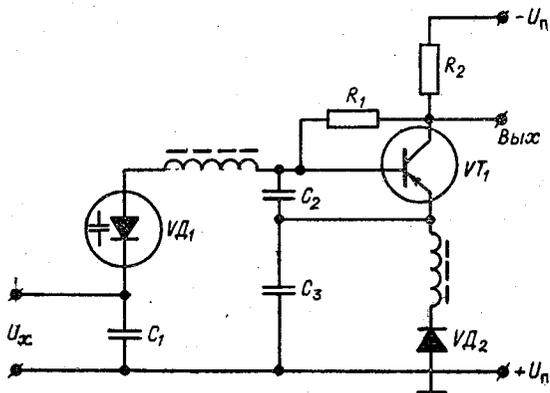


Рис. 5.4. ЧМ-преобразователь рН на варикапе.

нейной. Дополнительно это также обеспечивает компенсацию температурной чувствительности варикапа.

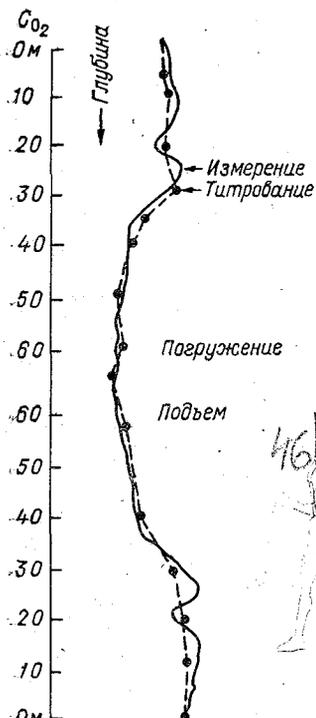
Сила постоянного входного тока в рассматриваемой схеме составляет  $\approx 3 \cdot 10^{-10}$  А. Диапазон преобразуемых напряжений 50—500 мВ. При номинальной частоте 500 кГц генератор обеспечивает чувствительность преобразования  $\approx 70$  Гц/мВ.

При наличии довольно широкой технической базы (серийный выпуск электродов, наличие принципиальных решений по дальнейшему преобразованию сигналов от электродов) конструирование преобразователей рН для измерений *in situ* в значительной мере сдерживается недостаточной разработанностью методических вопросов их функционирования в условиях больших гидростатических давлений.

## 5.2. Преобразователи устройств для определения концентрации растворенного в морской воде кислорода

Применение стандартного гидрохимического метода Винклера для определения концентрации растворенного в морской воде кислорода в настоящее время зачастую не удовлетворяет потребности практики. Прежде всего это связано с тем, что опре-

деление производится в пробах воды, доставленных на поверхность батометрами, тем самым данные о распределении концентрации  $O_2$  по вертикали оказываются существенно искаженными из-за дискретности наблюдений. Эти искажения наглядно демонстрируются результатами сравнительных наблюдений (рис. 5.5), выполненных по стандартной методике (линейно-ломанная кривая) и с помощью автоматического батиксиметра (непрерывная кривая), полученными в работе [141].



Немаловажное значение имеет низкая производительность стандартного метода, обусловленная как необходимостью предварительного взятия пробы, так и самой технологией анализа. Эти недостатки способствовали разработке автоматических методов определения концентрации  $O_2$  с первичными измерительными преобразователями полярографического и гальванического типов, а в последнее время — также с преобразователями на основе эффекта ядерного магнитного резонанса.

#### Полярографические преобразователи.

Полярографический метод качественного и количественного анализа основан на эффекте электровосстановления растворенных в исследуемой пробе веществ

Рис. 5.5. Сравнительные наблюдения над концентрацией растворенного в морской воде кислорода.

при прохождении электрического тока. Как известно, восстановлением называется процесс присоединения электронов. В результате восстановления катионы, находящиеся в растворе, становятся нейтральными атомами, а нейтральные атомы (или молекулы) превращаются в анионы. Восстановление каждого конкретного вещества происходит при некоторой вполне определенной разности потенциалов между источником электродов (катодом) и раствором. Эта разность (потенциал катода) получила в полярографии название потенциала восстановления.

В результате восстановления увеличивается расход электронов с катода, а следовательно, изменяется ток во внешней цепи. Это изменение зависит от скорости поступления восстанавливаемого вещества к катоду. При отсутствии движения скорость поступления обуславливается диффузией и прямо пропорциональна концентрации вещества в растворе. Через некоторое время от на-

ер ee

чала процесса устанавливается динамическое равновесие между расходом электронов и диффузией, при этом ток в цепи катода достигает некоторого предельного значения, называемого предельным диффузионным током восстановления.

В большинстве случаев продукты восстановления загрязняют катод, и из-за этого картина процесса может существенно измениться. В связи с этим в лабораторных устройствах для полярографического анализа преимущественное распространение получили преобразователи с ртутно-капельным катодом. Ртут-

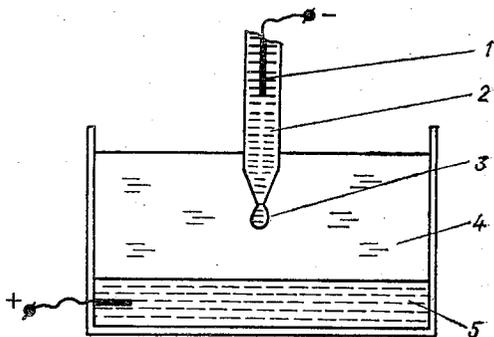


Рис. 5.6. Полярографический преобразователь с ртутно-капельным катодом.

ная капля 3 (рис. 5.6) создается на кончике пипетки 2, погруженной в раствор 4. Сама пипетка заполнена ртутью, и в эту ртуть опущен платиновый электрод 1, подсоединяемый к внешней цепи. Анодом преобразователя является слой ртути 5, налитый на дно корпуса ячейки. Благодаря тому что капля периодически отрывается от пипетки и падает на слой анода, продукты восстановления уходят вместе с ней.

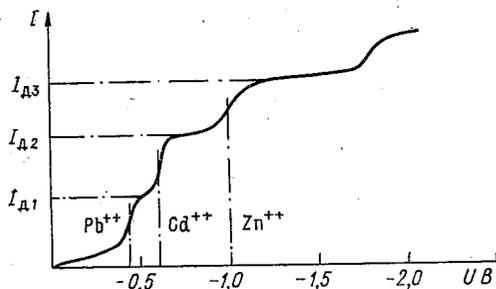
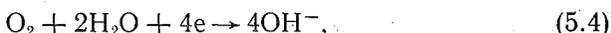


Рис. 5.7. Полярографическая «волна».

и катод оказывается постоянно обновляющимся. Если в растворе находятся различные вещества, характеризующиеся разными значениями потенциалов восстановления, то вольт-амперная характеристика преобразователя в таком случае выглядит в виде кривой (рис. 5.7), получившей название полярографической волны. Потенциал каждой «ступеньки» в волне характеризует вид восстанавливающегося вещества, а ширина ступеньки — концентрацию этого вещества в растворе.

Рассмотренная сущность полярографического метода анализа весьма идеализирована. В реальных сложных растворах типа морской воды наблюдается взаимовлияние процессов восстанов-

ления друг на друга, приводящее как к смещению потенциалов восстановления, так и к изменениям связи между предельным диффузионным током и концентрацией. Это приводит к чрезвычайно большим трудностям при стремлении использовать полярографический метод в целом для задач морского гидрохимического анализа. Однако для измерений концентрации растворенного кислорода метод находит широкое применение. Возможности такого применения обусловлены тем, что потенциал восстановления кислорода, равный 0,75—0,8 В, мало изменчив при соответствующем выборе электролита, а также благодаря сравнительно легкой возможности отвода продукта восстановления из зоны катода. Дело в том, что для кислорода суммарная реакция восстановления на катоде выглядит следующим образом:



т. е. заключительным продуктом реакции в водном растворе являются ионы гидроксила. Благодаря этому появляется возможность использовать для измерений твердые металлические электроды, которые несравнимо более технологичны, чем электроды в виде периодически обновляющейся ртутной капли<sup>1</sup>.

Для того чтобы процесс восстановления на катоде оказывал преимущественное влияние на силу тока во внешней цепи, в преобразователях размеры катода задаются меньшими в 50—100 раз размеров анода. Сила тока при заданном потенциале катода зависит не только от процессов, происходящих на нем, но и от процессов окисления на аноде и от активного сопротивления области воды между электродами. В связи с этим возникает ряд специфических требований к материалам электродов и стремление избавиться от изменчивости характеристик раствора.

Часто используется следующее сочетание материалов: Ag — анод, Au — катод. Преобразователи с такими электродами содержатся в ряде зарубежных моделей оксиметров: модели 735 и MINOS фирмы «Бекман» (Beckman Inst), модель IIA Hydrolab и др. Реже используются сочетания: Ag — анод, Pt — катод; Pb — анод, Au — катод [30].

Стремление избавиться от изменчивости характеристик раствора приводит к целесообразности проведения измерений в специальном электролите с заданным составом и концентрацией. Это возможно осуществить благодаря использованию специальных селективных мембран, пропускающих из окружающей среды к катоду растворенный кислород и задерживающих ионы солей. Материалом для мембран могут служить тонкие пленки из полиэтилена, тефлона и других синтетических материалов [30, 70].

<sup>1</sup> Преобразователи с ртутно-капельным электродом довольно успешно используются в зондирующих устройствах, применяемых в геофизических скважинах. Поскольку условия эксплуатации в море близки к условиям скважин, можно надеяться на перспективность таких преобразователей и для океанологических измерений.

Электролит, в который помещаются анод и катод, отделяемые от воды селективной мембраной; обычно выбирают таким, чтобы потенциал восстановления его катионов был намного более отрицательным, чем рабочий потенциал катода. Причем функции электролита состоят не только в том, чтобы снизить влияние на измерительный процесс многокомпонентности такого сложного раствора, как морская вода, но и в том, чтобы стабилизировать либо снизить величину так называемого миграционного тока через цепь анод—катод и «раздвинуть» потенциалы восстановления в полярографическом спектре элементов. Одним из наиболее удобных фоновых электролитов для преобразователей растворенного кислорода является раствор  $KCl$ , но находят применение и растворы  $Na_2SO_4$ ,  $KOH$  и раствор смеси  $FeSO_4$ ,  $Fe_2(SO_4)_3$  и  $H_2SO_4$  [30].

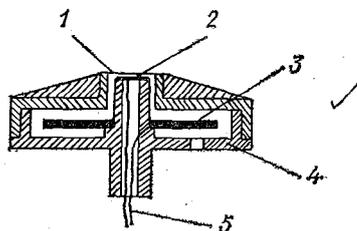


Рис. 5.8. Преобразователь батиоксиметра МГИ АН УССР.

Типичной конструкцией преобразователя является диэлектрическая ячейка 4 (рис. 5.8), внутри которой находится катод 2 с малой поверхностью и больших размеров анод 3. От окружающей среды ячейка отделена мембраной 1. Катод и анод подсоединяются к последующим узлам измерительной схемы с помощью выводов 5. Такая конструкция применена в батиоксиметре МГИ АН УССР [141]. Порог чувствительности преобразователя составляет 0,01—0,07 мл/л, коэффициент преобразования по выходному току 2,6—3,0 мкА/(мл/л). Характеристика преобразования близка к линейной, отклонения от линейной зависимости не превышают 0,3 %.

На характеристики преобразования в подобной простой конструкции оказывают существенное влияние температура и гидростатическое давление. Температура влияет на проницаемость мембраны и на коэффициент диффузии в прикатодной области, а также на собственное активное сопротивление ячейки. Внешнее гидростатическое давление приводит к деформации мембраны и соответственно к изменению расстояния между ней и катодом. Автоматическая компенсация влияния температуры в преобразователях, как правило, не используется. Более целесообразно самостоятельное измерение температуры внутри ячейки и последующая коррекция результатов определений концентрации  $O_2$ . Гидростатическое давление, наоборот, более удобно компенсировать. Это обеспечивается с помощью дополнительных отверстий с мембранами, расположенных в стороне от катода, причем мембраны

В этих отверстиях должны иметь значительно меньшую жесткость, чем селективная. В частности, они могут быть выполнены из мягкой резины. Удобно также применение сильфонов. Наличие таких элементов конструкции приводит к автоматическому выравниванию давления внутри и снаружи ячейки.

Подобная конструкция (рис. 5.9) применена в измерителе концентрации растворенного кислорода Бекрамского института (США). Измеритель устанавливался на батискафе «Триест» и использовался при глубоководных наблюдениях. Преобразователь в этой конструкции содержит катод в виде торца проволоки 5 и

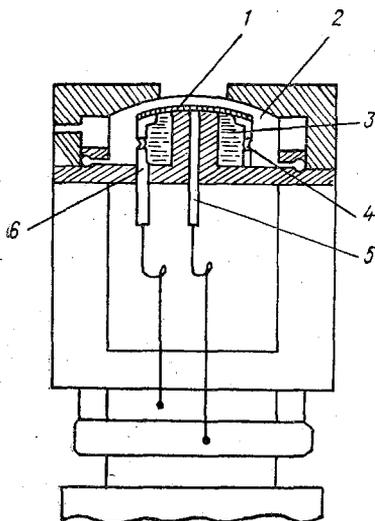


Рис. 5.9. Преобразователь Бекрамского института (США).

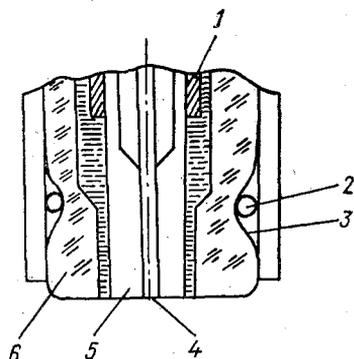


Рис. 5.10. Преобразователь прибора «Оксиметр».

концентрический анод 6. Пространство внутри ячейки заполнено гелевым электролитом 3. Замыкание цепи катод—анод обеспечивается за счет неплотного прилегания мембраны 1. В стенках имеется ряд отверстий 4, закрытых мягкими мембранами и обеспечивающих выравнивание давлений. Преобразователь испытывался до глубин порядка 2 км.

При изготовлении преобразователей определенные трудности создает закрепление мембраны. Ее толщина, как правило, не превышает 100 мкм. В условиях *in situ* целесообразно, чтобы в мембране отсутствовали различного рода деформации. В преобразователе прибора «Оксиметр» (СССР) мембрана 3 (рис. 5.10) натянута по внешней поверхности диэлектрического корпуса 6, снабженного по окружности углублением, в котором она прижимается к корпусу резиновым кольцом 2. Катодом 4 служит торец платиновой проволоки, впаянной в стеклянный капилляр

5. Анод 1 выполнен в виде кольца из серебра с шлифованной наружной поверхностью.

**Гальванические преобразователи.** <sup>47</sup> Отличием гальванических преобразователей от типично полярографических является лишь то, что потенциалы электродов, обеспечивающие процесс электровосстановления кислорода, задаются не внешним источником, а путем выбора материалов, из которых изготавливаются анод и катод. При соответствующем выборе создается гальваническая пара с требуемой разностью потенциалов.

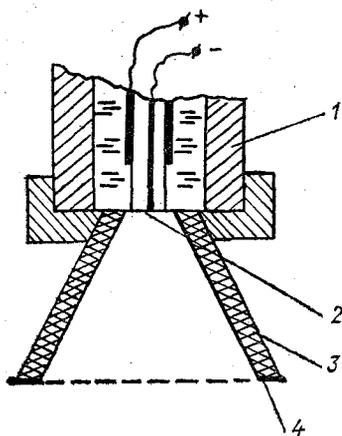
Такой принцип использован в электрохимическом анализаторе растворенного кислорода [30] (СССР), где в качестве гальванической электродной пары используются серебро и кадмий, причем серебро используется в качестве катода. Как и в полярографических преобразователях, электроды находятся в специальном электролите (27 % раствор КОН), а ячейка отделена от воды селективной мембраной из полиэтилена толщиной 100 мкм.

В преобразователе Precision Scientific 688505 [30] в качестве гальванической электродной пары применяется свинец (анод) и серебро (катод).

В работе [70] сообщается, что сравнительные исследования преобразователей гальванического и полярографического типов показали близость достигаемых с их помощью относительных погрешностей измерений:  $\pm 0,6\%$  (полярографический) и  $\pm 0,5\%$  (гальванический). Для зарубежных оксиметров, обзор которых выполнен в работе [30], характерные значения погрешностей для обоих типов составляют  $\pm 1\%$ . В целом оба типа преобразователей в настоящее время уступают по точности методу Винклера, принятому в качестве стандартного. Однако пути совершенствования преобразователей не исчерпаны. В частности, представляется весьма целесообразным непрерывный контроль потенциала катода, что легко осуществляется с использованием дополнительного (неполяризуемого) электрода, помещаемого вблизи рабочей области катода, а также автоматическое поддержание этого потенциала равным потенциалу восстановления. Это позволяет скорректировать влияние паразитных поляризационных эффектов (концентрационного и химического), а также учесть влияние температуры на смещение потенциала (особенно в гальванических преобразователях).

**Преобразователи с «магнитным насосом».** Выходной сигнал рассмотренных преобразователей, представляемый в виде предельного диффузионного тока, является в общем случае функцией не только концентрации растворенного кислорода, но и коэффициента диффузии, учитывающего как свойства среды, так и свойства селективной мембраны. В соответствии с уравнением Фика предельный диффузионный ток  $I_d$  при электровосстановлении кислорода в случае стационарной диффузии к плоскому электроду пропорционален произведению  $DN_k$  (где  $D$  — коэффициент диффузии,  $N_k$  — концентрация  $O_2$ ). При этом весьма важное значение имеет время установления тока, которое обратно пропорционально

скорости диффузии. Это время установления характеризует динамические свойства преобразователей обоих типов. При естественной диффузии в спокойной воде, обусловленной лишь градиентом концентрации растворенного кислорода, время установления может достигать 10—15 мин. При столь больших его значениях становятся проблематичными измерения в условиях изменчивости концентрации  $O_2$ , в частности при вертикальном зондировании. Рядом конструктивных приемов (уменьшением толщины мембраны, искусственным перемешиванием воды, например, магнитными мешалками, и т.п.) удается существенно снизить



время установления. При этом одним из наиболее перспективных приемов представляется использование «магнитного насоса» [70].

Сущность идеи «магнитного насоса» состоит в использовании парамагнитных свойств растворенного кислорода. Благодаря этим свойствам молекулы кислорода, попадающие в неоднородное магнитное поле, начинают двигаться в на-

Рис. 5.11. Преобразователь с «магнитным насосом».

правлении возрастания напряженности. Тем самым при соответствующе сформированном поле появляется возможность искусственного усиления диффузии через мембрану, а значит, снижение времени установления предельного тока.

«Магнитный насос» представляет собой конструкцию в виде усеченного конуса 4 (рис. 5.11), закрепляемого на преобразователе 1 таким образом, что меньшее отверстие конуса подходит к прикатодной области 2. На конус намотана обмотка 3, пропусканием тока через которую обеспечивается создание требуемого магнитного поля.

В реализованной конструкции такого типа, описанной в работе [70], больший диаметр конуса составлял 45 мм, создаваемый градиент напряженности достигал 3,5 Э/см. При этом обмотка питалась током в 1 А при ее активном сопротивлении 20 Ом. В результате время установления предельного тока составило порядка 10—15 с.

Возможность искусственного формирования потока кислорода к прикатодной области преобразователя важна не только с точки зрения улучшения динамических свойств, но и в связи с необходимостью уменьшить влияние скорости обтекания преобразователя потоком воды в условиях течения. Действительно, наличие обтекания само по себе приводит к усилению перемешивания

вблизи мембраны, а значит, к возрастанию градиента концентрации и соответственно диффузии через мембрану. Неконтролируемая изменчивость скорости тем самым приводит к искажениям результатов измерений, а в случае использования «магнитного насоса» роль этой изменчивости существенно снижается.

Некоторым недостатком описанной конструкции является значительный расход электроэнергии (до 20 Вт), который ограничивает возможность ее использования в автономных устройствах. Более удобно применение «насоса», выполненного в виде многополюсного кольцевого постоянного магнита из сплава «альмико» [70]. Эта система обеспечивает такой же эффект, но не требует электропитания.

**Преобразователи на основе эффекта ядерного магнитного резонанса.** Сущность эффекта ядерного магнитного резонанса (ЯМР) заключается в следующем. Если частицы вещества, обладающие механическим и магнитным моментом, в том числе ядра вещества, поместить в постоянное магнитное поле с индукцией  $\mathbf{B}_0$ , то магнитные моменты начинают прецессировать вокруг направления вектора  $\mathbf{B}_0$  с круговой частотой

$$\omega_{\text{п}} = \gamma_{\text{я}} B_0, \quad (5.5)$$

где  $\gamma_{\text{я}}$  — гиромагнитное отношение, характерное для данного вещества.

Если на вещество с прецессирующими частицами наложить дополнительно высокочастотное магнитное поле с индукцией  $B_{\sim}$ , вектор которой в любой момент времени расположен по нормали к  $\mathbf{B}_0$ , то при совпадении частоты поля с частотой  $\omega_{\text{п}}$  прецессирующие частицы будут максимально поглощать энергию этого поля. Естественно, чем больше в веществе частиц, тем больше поглощение энергии. Если высокочастотное поле создается катушкой индуктивности, то эффект ЯМР в веществе, внесенном в катушку, приведет к изменениям ее индуктивности и добротности. Эти изменения проявляются через относительную магнитную ядерную восприимчивость  $\chi_{\text{я}} = \chi'_{\text{я}} - j\chi''_{\text{я}}$ , причем:

$$\begin{aligned} L &= L_0 (1 + 4\pi\chi'_{\text{я}}\xi), \\ R &= R_0 (1 + 4\pi\chi''_{\text{я}}Q_{\text{к}}), \end{aligned} \quad (5.6)$$

де  $Q_{\text{к}}$  — добротность катушки;  $\xi$  — коэффициент заполнения катушки данным веществом;  $L$  — индуктивность катушки;  $R$  — активное сопротивление катушки.

В процессе взаимодействия с постоянным магнитным полем прецессирующие частицы разделяются на две группы, различающиеся по энергетическим уровням. В одной из групп магнитные моменты частиц оказываются направленными по вектору  $\mathbf{B}_0$  в другой — противоположным образом. После установления термического равновесия число частиц в первой группе ( $n_1$ ) превышает число частиц во второй группе ( $n_2$ ), т. е. вещество оказывается

слабо намагниченным в направлении  $B_0$ . Процесс установления равновесия происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени  $T_1$ , называемой временем продольной (либо спин-решеточной) релаксации. Значение  $T_1$  для чистых жидкостей находится в пределах  $10^{-3} \cdot 10$  с [83] и в значительной степени зависит от температуры и концентрации парамагнитных примесей.

При наложении переменного магнитного поля поглощение энергии прецессирующими частицами приводит к их вынужденным переходам с одного уровня на другой (поворотам) и к выравниванию значений  $n_1$  и  $n_2$ , т.е. к размагничиванию вещества. Этот процесс также происходит по экспоненциальному закону и постоянная времени при этом равна  $T_1 z_H$ , где  $z_H$  — фактор насыщения. Значение  $z_H$  обратно пропорционально амплитуде напряженности переменного магнитного поля. После снятия переменного поля намагниченность снова восстанавливается с постоянной времени  $T_1$ .

Зависимость времени  $T_1$  от концентрации парамагнитных примесей в образце может быть использована для определения растворенного в морской воде кислорода [83], который, как известно, обладает парамагнитными свойствами. При этом измерительный преобразователь должен обеспечивать возбуждение прецессии протонов в воде и возможность определения времени релаксации  $T_1$  либо скорости релаксации  $T_1^{-1}$ .

Скорость релаксации в морской воде является суммой четырех составляющих

$$T_1^{-1} = T_{10}^{-1} + T_{1s}^{-1} + T_{1k}^{-1} + T_{1n}^{-1}; \quad (5.7)$$

где  $T_{10}^{-1}$  — скорость релаксации в пресной воде;  $T_{1s}^{-1}$  — изменчивость скорости релаксации, обусловленная влиянием солености;  $T_{1k}^{-1}$  — изменчивость, обусловленная влиянием растворенного молекулярного кислорода;  $T_{1n}^{-1}$  — изменчивость, обусловленная влиянием парамагнитных ионов.

Влияние составляющей  $T_{1k}^{-1}$  на величину  $T_1^{-1}$  очень велико по сравнению с влиянием  $T_{1s}^{-1}$  и  $T_{1n}^{-1}$ . Изменения  $T_1^{-1}$  для  $S = 35\%$  по отношению к  $T_{10}^{-1}$  составляет  $\approx 5,2\%$  при  $25^\circ\text{C}$  (для дегазированной воды). Растворенный же кислород при равновесной его концентрации в  $4,73$  мл/л изменяет значение  $T_1^{-1}$  на  $24,4\%$  по сравнению с  $T_{10}^{-1}$ . Вклад составляющей  $T_{1n}^{-1}$  для чистой морской воды, не загрязненной промышленными стоками, не превышаю обычно  $1\%$ .

Экспериментальные исследования, выполненные в работе [83] позволили установить основные зависимости между  $T_1^{-1}$  и влияющими величинами.

Для дегазированных образцов (концентрация  $O_2$  близка к нулю) при отсутствии парамагнитных ионов зависимость от температуры и солености имеет вид (при  $S \leq 35\text{‰}$ ):

$$T_1^{-1} = (A_{10} - A_{1S}S) \exp [(E_{10} - E_{1S}S)/(RT_w)] + (A_{20} - A_{2S}S) \exp [(E_{20} - E_{2S}S)/(RT_w)]; \quad (5.8)$$

где  $S$  — соленость воды;  $R$  — универсальная газовая постоянная;  $T_w$  — температура по шкале Кельвина.

Эмпирические коэффициенты, входящие в выражение (5.8), имеют следующие значения  $A_{10} = 0,4529 \cdot 10^{-8}$  л/с;  $A_{1S} = 6,997 \times 10^8$  с $^{-1}$ /‰;  $E_{10} = 34,894$  кДж/моль;  $E_{1S} = 0,221$  кДж/(моль·‰);  $A_{20} = 1,1567 \cdot 10^{-3}$  л/с;  $A_{2S} = 0,0543$  с $^{-1}$ /‰;  $E_{20} = 12,859$  кДж/моль;  $E_{2S} = 0,092$  кДж/(моль·‰).

При измерениях *in situ* проявляется влияние гидростатического давления, которое может быть учтено прибавлением к правой части выражения (5.8) поправки вида  $(C_p P)^{-1}$ , где  $C_p = 0,21 \times 10^{-8}$  с/Па, а  $P$  — давление в Па.

Для недегазированных образцов в функциональной зависимости  $T_1^{-1}(S)$  появляется участок в диапазоне значений  $S$  от 0 до  $\approx 80\text{‰}$ , где величина  $T_1^{-1}$  при постоянной температуре остается постоянной в пределах погрешности измерений (рис. 5.12 а). Для таких условий зависимость величины  $T_1^{-1}$  от концентрации растворенного кислорода может быть представлена в довольно простом виде

$$T_1^{-1} = T_{10}^{-1} + k_{pO} N_K, \quad (5.9)$$

где  $k_{pO}$  — коэффициент релаксационной эффективности  $O_2$ ;  $N_K$  — концентрация растворенного кислорода.

Коэффициент  $k_{pO}$  зависит от температуры примерно по экспоненциальному закону (рис. 5.12 б) и практически не зависит от солености.

Таким образом, измерение скорости релаксации прецессии протонов в морской воде позволяет достаточно просто определять концентрацию  $O_2$  как в лабораторных условиях, так и *in situ*.

Типичная конструкция преобразователя ЯМР (рис. 5.13) содержит магнитную систему 1, возбуждающую однородное магнитное поле в объеме образца, обмотку 2 на сердечнике магнитной системы, высокочастотную обмотку 3, расположенную по нормали к вектору возбуждающего поля и подключенную к входу хемы промежуточного преобразователя 4. При измерениях исследуемая вода (например, проба с водой) находится внутри обмотки 3.

Измерение времени релаксации, как следует из рассмотренного выше принципа, возможно осуществлять при импульсном возбуждении магнитного поля в объеме образца. Частота прецессии при задаваемой напряженности поля, как правило,

известна. В результате возбуждения прецессии в образце изменяется реактивное сопротивление обмотки 3 в соответствии с соотношениями (5.6), что, собственно, и может служить промежуточным сигналом измерительной информации.

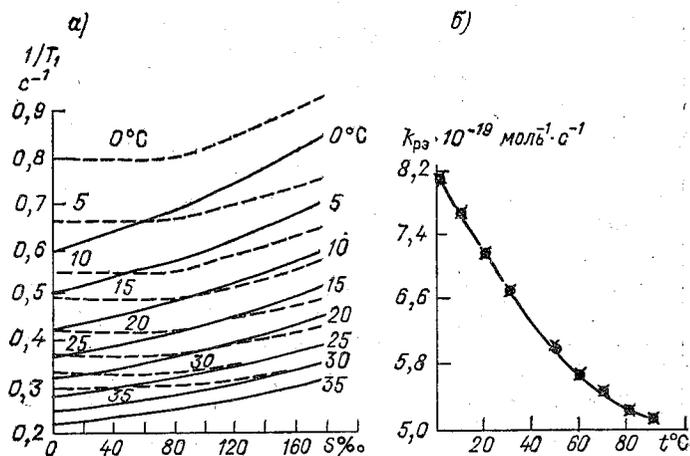


Рис. 5.12. Основные зависимости при определении концентрации растворенного кислорода методом ЯМР.

Поскольку изменчивость сопротивления соответствует процессу установления равновесия в образце, то промежуток времени, за который разность исходного и изменившегося значений сопро-

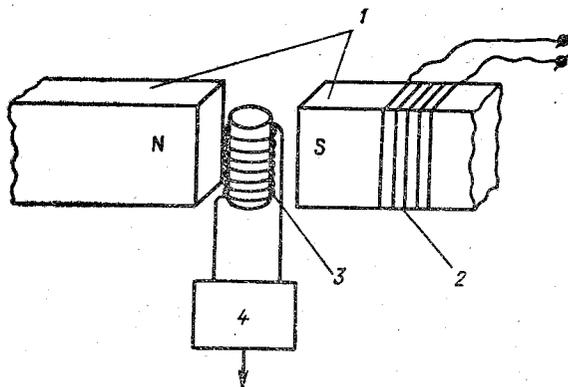


Рис. 5.13. Устройство ЯМР-преобразователя.

тивления уменьшится в  $e$  раз, будет однозначно определять время продольной релаксации  $T_1$ .

Применительно к конкретным задачам типичная схема преобразователя может модифицироваться подключением дополнительных узлов и различными изменениями в схеме возбуждения.

В ядерном релаксометре, использовавшемся в работе [83], погрешность измерений  $T_1$  в широком температурном диапазоне не превышала  $\pm 1\%$ . Прецессия в пробах морской воды возбуждалась на частоте 13,4 МГц, отношение сигнал—шум составляло  $\approx 3 \cdot 10^3$  при объеме пробы 1 см<sup>3</sup>. Тем самым, как и предыдущие методы, метод ЯМР уступает по точности стандартному гидрохимическому методу Винклера, но позволяет автоматизировать измерения и дает возможность дальнейшего совершенствования с улучшением метрологических качеств.

### 5.3. Ионоселективные преобразователи

При изучении изменчивости ионного состава морской воды в последнее время находят применение физико-химические методы, основанные на свойствах ионоселективных мембран, являющихся основным конструктивным элементом селективных измерительных электродов. Мембраны могут изготавливаться как из жидких, так и из твердых ионитов, причем, вторые более целесообразны для использования в измерительной технике в силу их более высокой технологичности. На основе твердых ионитовых мембран создан набор электродов, позволяющих в принципе, производить измерения активности однозарядных катионов, таких, как  $\text{Li}^+$ ,  $\text{Na}^+$ ,  $\text{Rb}^+$ ,  $\text{Cs}^+$ ,  $\text{Ag}^+$ ,  $\text{Tl}^+$ ,  $\text{K}^+$ ,  $\text{NH}_4^+$  и некоторых других [61].

Принцип действия селективного электрода состоит в том, что содержащаяся в нем мембрана 3 (рис. 5.14) отделяет внутреннюю полость 2, заполненную фоновым электролитом постоянного состава, от исследуемой среды. Вследствие пропускания мембраной определенного вида катионов возникает диффузионная разность потенциалов между полостью 2 и окружаю-

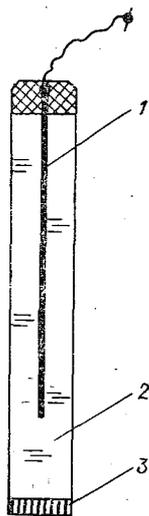


Рис. 5.14. Конструкция ионоселективного электрода.

щей средой. Перемещение катионов обеспечивается под действием двух основных факторов: 1) различия концентраций в среде и внутри полости; 2) напряженности электрического поля, создающегося в области мембраны. Первый фактор является определяющим и обуславливает формирование второго. Действительно, поток катионов из среды внутрь полости есть не что иное как поток положительно заряженных частиц, тем самым в примембранной области со стороны полости, через некоторое время после начала процесса диффузии создается область объемного положительного заряда с напряженностью электрического поля  $E_M$ , направленной из полости в среду. Это поле начинает препятствовать движению

катионов и при некотором равновесном значении  $E_{\text{мр}}$  полностью его блокирует. Создавшуюся при этих условиях разность потенциалов между внутренней полостью электрода и средой называют равновесным мембранным потенциалом. Величина его  $\Phi_{\text{р}}$  определяется выражением [44]

$$\Phi_{\text{р}} = \Phi_0 + \frac{2,303RT_w}{z_i F} \lg [a_i], \quad (5.10)$$

где  $R$  — универсальная газовая постоянная;  $T_w$  — абсолютная температура;  $z_i$  — заряд катиона;  $a_i = c_i f_i$  — активность катиона;  $c_i$  — концентрация катионов  $i$ -го вида в среде;  $f_i$  — коэффициент активности;  $\Phi_0$  — стандартный потенциал электрода (при  $a_i = 1$ ).

Следует отметить, что рассмотренные в п. 5.1 стеклянные измерительные электроды для рН-метрии также можно относить к классу мембранных ионоселективных электродов. Однако их специфическое отличие — отсутствие сквозного движения катионов  $\text{H}^+$  через слой электродного стекла, т.е. процессы в целом являются иными, чем в типичных мембранах из твердых ионитов.

Стандартный потенциал  $\Phi_0$ , входящий в выражение (5.10), с процессами в мембране, как правило, не связан, а характерен для преобразователя в целом. Полная конструкция преобразователя содержит элементы для подключения к растворам по обе стороны мембраны. Подключение к внутренней полости селективного электрода (см. рис. 5.14) обеспечивается с помощью серебряной проволоки (спирали) 1, имеющей гальваническое покрытие из хлористого серебра. Подключение к исследуемой среде производится, как и в рН-метрических преобразователях, с помощью хлорсеребряных электродов сравнения. В подобной конструкции потенциал  $\Phi_0$  преимущественно определяется суммой контактных потенциалов на всех участках электрохимической цепи.

При подсоединении к последующим схемам измерительной цепи ионоселективные преобразователи, являясь по своей сущности потенциальными, требуют высокого входного сопротивления этих схем  $R_{\text{вх}}$ . В идеальном случае  $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ . Практически оказывается достаточным значение  $R_{\text{вх}} \geq 10^7$  Ом — это обеспечивает ток через преобразователь не более  $10^{-7}$  —  $10^{-8}$  А, при котором его влияние на  $\Phi_0$  становится меньше, чем достигаемая в реальных конструкциях нестабильность стандартного потенциала.

При физико-химических исследованиях природных вод используются электроды с мембранами, селективными к катионам  $\text{K}^+$  и  $\text{Na}^+$  [44]. Калиевая мембрана представляет собой специальную полимерную пленку, содержащую антибиотик валиномицин, обладающий сильной избирательностью по отношению к ионам  $\text{K}^+$ . Натриевая мембрана выполняется обычно из специального натриево-алюмосиликатного стекла, которое содержит  $\text{Na}_2\text{O}$ ,  $\text{Al}_2\text{O}_3$  и  $\text{SiO}_2$ , причем от их процентного содержания зависят ха-

рактеристики мембраны. В СССР серийно выпускаются натриевые электроды ЭСЛ-51 Г-04, ЭСЛ-51 Г-05 и их модификации. За рубежом производство таких электродов в широких масштабах налажено фирмой «Орион» [30].

Широкому внедрению ионоселективных электродов в практику морских гидрохимических исследований в значительной мере мешают методические трудности. Практически для каждого из известных электродов существуют «мешающие» ионы. В частности, для натриевого электрода сильно мешающим является  $H^+$ , для калиевого —  $Cs^+$  [44]. В столь сложных растворах, как морская вода, это требует разработки специальных довольно сложных методов проведения измерений и тем самым, кроме всего прочего, ограничивает возможности использования электродов *in situ*.

Кроме электродов с катионоселективными мембранами, в морских исследованиях находит применение измерительный электрод с мембраной, селективной к анионам  $F^-$  [61]. Этот электрод выполнен в виде твердой поливинилхлоридной трубки, заполненной стандартным раствором, содержащим ионы фтора и хлора (обычно 0,1 М NaF и 0,1 М KCl). Электрический контакт со стандартным раствором осуществляется с помощью серебряной—хлоридсеребряной проволоки. Нижний конец трубки закрывается дискообразным срезом монокристалла редкоземельного фторида, например  $LaF_3$ ,  $NdF_3$  или  $PuF_3$ . Диаметр диска порядка 1 см, толщина — 1—2 мм. Диск закрепляется на конце трубки эпоксидной смолой.

Основными мешающими ионами при определениях активности ионов  $F^-$  являются анионы  $OH^-$ . Это требует отдельных измерений активности  $OH^-$  и последующего введения поправок. Результаты определений зависят также от общей солености раствора. В связи с этими особенностями электрод в настоящее время используется только при лабораторных исследованиях.

Кроме фторселективного, разработаны и используются в физической химии электроды с твердыми мембранами, селективными к следующим анионам:  $Cl^-$ ,  $Br^-$ ,  $I^-$ ,  $SCN^-$ ,  $S_2^{2-}$ ,  $CN^-$  [61]. Методики их использования при морских исследованиях практически отсутствуют.

## Глава 6

### Преобразователи уровня

#### 6.1. Способы выделения характерных периодов колебаний уровня

В методах океанологических измерений принято разделять широкий спектр колебаний поверхности моря (рис. 6.1) на два основных участка: участок волнения I, включающий ветровое

волнение и зыбь, и участок длиннопериодных колебаний уровня II, включающий различные виды длинных волн и нерегулярные (сгонно-нагонные) колебания, вызванные преимущественно действием ветра в прибрежной зоне. Измерения на том и другом участке основаны на сходных принципах, однако их реализация обычно имеет существенные особенности. При наблюдениях за ко-

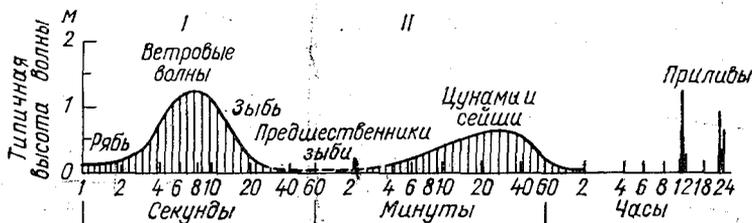


Рис. 6.1. Обобщенная периодограмма колебаний уровня моря [145].

лебаниями уровня одной из наиболее важных особенностей является необходимость фильтрации высокочастотных колебаний, т.е. ветрового волнения и зыби, а в специальных случаях — выделение узкой полосы частот (периодов), т.е. полосовая фильтрация.

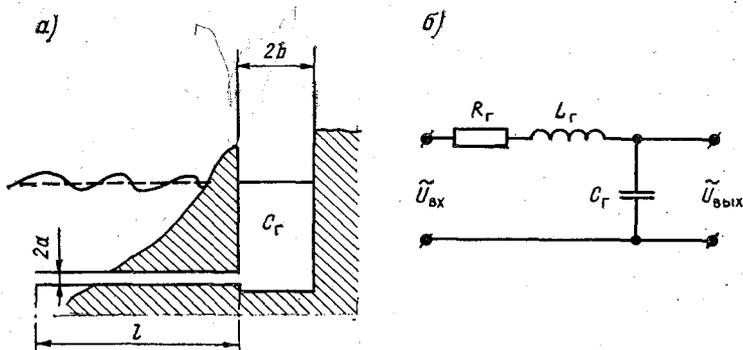


Рис. 6.2. Схема гидравлического фильтра в мареографной установке.

Наиболее простым, хотя и довольно громоздким фильтром пропускания нижних частот (НЧ), является типичная мареографная установка в виде колодца на берегу, соединенного с морем трубкой в нижней части (рис. 6.2 а). Такая конструкция может быть представлена в виде эквивалентной электрической схемы (рис. 6.2 б), содержащей гидравлическое сопротивление  $R_{Г}$ , гидравлическую индуктивность  $L_{Г}$  и емкость  $C_{Г}$ . Передаточная функ

ция этой цепи

$$F(j\omega) = \tilde{U}_{\text{вых}} / \tilde{U}_{\text{вх}} = \left[ j\omega C_r \left( R_r + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} \right) \right]^{-1} = \\ = (1 - \omega^2 L_r C_r + j\omega R_r C_r)^{-1}, \quad (6.1)$$

где  $\omega$  — круговая частота.

Соединительная труба длиной  $l$  и диаметром  $2a$  характеризуется гидравлическим сопротивлением  $R_r$ , определяемым в случае ламинарного потока по формуле [89]:

$$R_r = 8\eta l / (\pi a^4), \quad (6.2)$$

где  $\eta$  — динамическая вязкость.

Если число Рейнольдса  $Re > Re_{\text{крит}}$ , то сопротивление  $R_r$  должно определяться по приближенной формуле для турбулентного потока [145]:

$$R_r \simeq \frac{l}{16\pi} \sqrt[4]{\frac{\rho_w^3 \eta v_{\text{ср}}^3}{a^{13}}}, \quad (6.3)$$

где  $\rho_w$  — плотность воды;  $v_{\text{ср}}$  — средняя скорость потока в трубе.

Выражения для индуктивности  $L_r$  (инертности) и емкости  $C_r$  имеют вид [145]:

$$L_r = \rho_w l / (\pi a^2), \quad (6.4)$$

$$C_r = \pi b^2 / (\rho_w g); \quad (6.5)$$

где  $b$  — радиус колодца;  $g$  — ускорение свободного падения.

В соответствии с выражением (6.1) при  $\omega^2 = (L_r C_r)^{-1}$  передаточная функция становится чисто мнимой и ее модуль принимает максимальное значение, существенно превышающее единицу, т. е. возникают условия резонанса. В общем случае это — нежелательное явление. Избавиться от его влияния можно двумя способами: 1) существенным уменьшением  $L_r$ ; 2) смещением частоты резонанса в область, где отсутствуют какие-либо характерные колебания поверхности.

При реализации первого способа ( $\omega L_r \ll 1/\omega C_r$ ) эквивалентная схема устройства (рис. 6.2 б) сводится к простейшей схеме RC-фильтра пропускания нижних частот (НЧ) со значением модуля передаточной функции

$$|F(j\omega)| = \left( \sqrt{1 + \omega^2 R_r^2 C_r^2} \right)^{-1}. \quad (6.6)$$

Во втором способе обеспечивается значительно лучшее отфильтрование высокочастотной области колебаний поверхности, однако его использование требует тщательного анализа условий. В частности, при установке в бухте (либо на акватории порта) крайне нежелательна близость собственной резонансной частоты бухты и резонансной частоты фильтра.

Для полосовой фильтрации применяются гидравлические системы, сочетающие узкие соединительные трубы (сопротивления)

$R_T$ ) и полости (емкости  $C_T$ ). Сочетание устанавливается таким, чтобы в результате получался полосовой  $RC$ -фильтр.

Одним из традиционно рассматриваемых в литературе [49, 145] фильтров подобного типа является фильтр Грина, использовавшийся на тихоокеанском побережье США для выделения цунами. Конструкция фильтра весьма громоздка. В настоящее время разработаны и эксплуатируются значительно менее габаритные, но не менее эффективные гидравлические фильтры мостового типа [49, 145, 163, 177, 180].

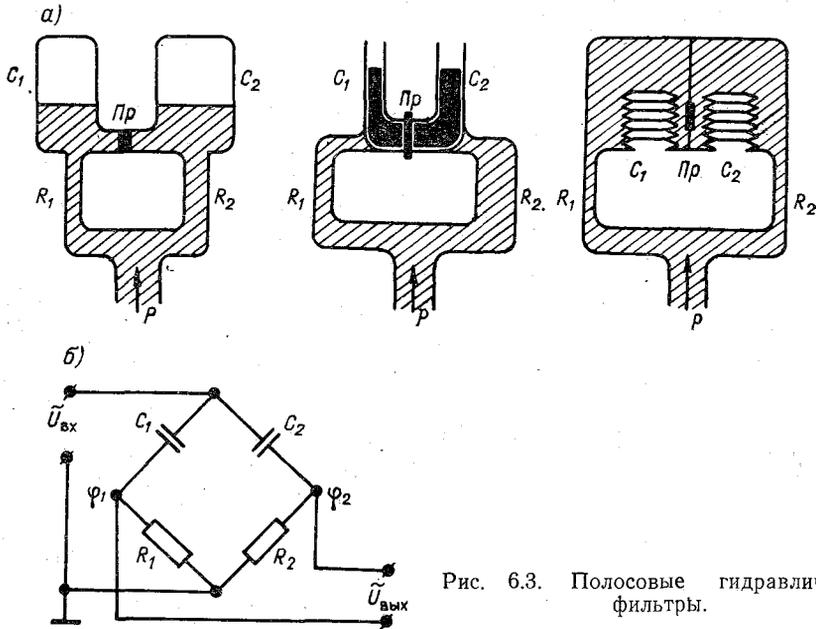


Рис. 6.3. Полосовые гидравлические фильтры.

Рассматриваемые в работах [49, 145] варианты полосовых фильтров (рис. 6.3 а) содержат гидравлические емкости  $C_1$  и  $C_2$  и сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ . Выходным нагрузочным элементом в них являются деформируемые перегородки  $Пр$ . Общая эквивалентная схема всех трех вариантов представляет собой  $RC$ -мост (рис. 6.3 б). Передаточная функция такого моста в потенциальном варианте (сопротивление нагрузки  $R_H \rightarrow \infty$ ) легко определяется как отношение разности потенциалов  $\tilde{\varphi}_1$  и  $\tilde{\varphi}_2$  к напряжению на входе  $\tilde{U}_{вх}$

$$F(j\omega) = (\tilde{\varphi}_1 - \tilde{\varphi}_2) / \tilde{U}_{вх} = R_1 \left( R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) - R_2 \left( R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) = j\omega (R_1 C_1 - R_2 C_2) / (1 + j\omega R_1 C_1) (1 + j\omega R_2 C_2).$$

(6.7)

Соответственно модуль передаточной функции

$$|F(j\omega)| = \frac{\omega (R_1 C_1 - R_2 C_2)}{\sqrt{(1 - \omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2)^2 + \omega^2 (R_1 C_1 + R_2 C_2)^2}} \quad (6.8)$$

Значение  $|F(j\omega)|$  максимально при

$$\omega_0 = (\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2})^{-1} = 2\pi/T_0 \quad (6.9)$$

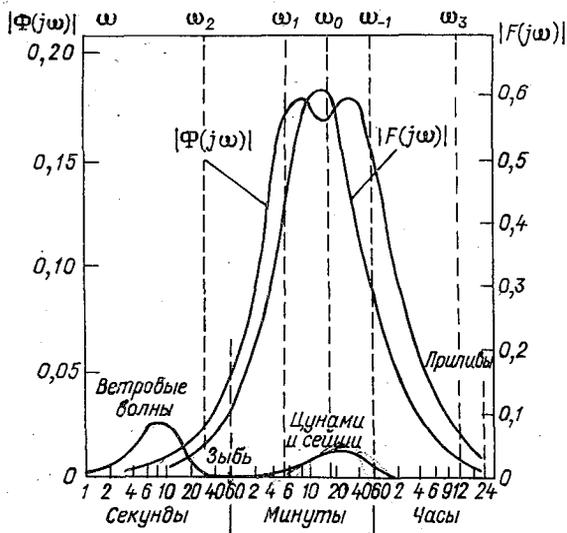


Рис. 6.4. Амплитудно-частотные характеристики фильтров [59].

и равно

$$|F(j\omega)|_{\text{макс}} = (R_1 C_1 - R_2 C_2) / (R_1 C_1 + R_2 C_2),$$

где  $T_0$  — период колебаний, соответствующий  $\omega_0$  (рис. 6.4).

Для уменьшения габаритов в фильтрах применяется специальная жидкость с большой вязкостью, например полиметилсилоксановая жидкость № 3 [145].

Аналогичного типа мостовые полосовые фильтры применяются в регистраторах цунами системы Ван-Дорна [180], Снодграсса [177] и в портативном японском регистраторе [49, 163]. Их конструкции достаточно подробно рассмотрены в работе [145].

Некоторым недостатком простейших мостовых фильтров рассмотренного типа является их малая прямоугольность, т.е. значительная изменчивость  $|F(j\omega)|$  в требуемой полосе пропускания см. рис. 6.4). Более перспективным представляется применение

двух подобных фильтров [59], рассогласованных друг относительно друга, с выполнением следующих условий:

$$T_0 = \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2} = \sqrt{R_1' C_1' R_2' C_2'},$$

$$R_1 C_1 = n R_1' C_1'; \quad (6.10)$$

где  $n$  — безразмерный коэффициент рассогласования;  $(R_1 C_1 R_2 C_2)$  и  $(R_1' C_1' R_2' C_2')$  — значения  $R$  и  $C$  в первом (без штриха) и втором (со штрихом) мостах.

Передаточная функция такой системы фильтров при их дифференциальном включении (выходной сигнал системы соответствует разности сигналов на перегородках  $Pr$  фильтров) может быть представлена в виде

$$\Phi(j\omega) = F(j\omega) - F'(j\omega),$$

а ее модуль [59]

$$|\Phi(j\omega)| = \sqrt{(DB + EC)^2 + (BE - CD)^2} / (B^2 + C^2), \quad (6.11)$$

где

$$D = -2\omega R_1^2 C_1^2 T_0^2 (n^2 - 1),$$

$$B = (\omega^2 T_0^4 n - R_1^2 C_1^2) (\omega^2 R_1^2 C_1^2 - n) - \omega^2 R_1^2 C_1^2 T_0^2 (n + 1)^2,$$

$$E = \omega R_1 C_1 (1 - n) (\omega^2 T_0^2 - 1) (T_0^2 n + R_1^2 C_1^2),$$

$$C = \omega R_1 C_1 (n + 1) (1 - \omega^2 T_0^2) (T_0^2 n + R_1^2 C_1^2).$$

Характеристика  $|\Phi(j\omega)|$  получается двугорбой (рис. 6.4) и имеет существенно меньшую неравномерность по сравнению с  $|F(j\omega)|$  в требуемой полосе пропускания от  $\omega_1$  до  $\omega_{-1}$ .

Естественно, дифференциальный выходной сигнал вовсе не обязательно получать с помощью гидравлических конструктивных элементов. Наиболее целесообразно преобразование деформаций перегородок  $Pr$  в электрические сигналы (в частности в напряжение) и последующее вычитание этих сигналов с помощью электронных узлов.

При использовании гидравлических фильтров на входе измерительных преобразователей весьма важной влияющей величиной становится температура. Ее изменчивость сказывается преимущественно на значениях гидравлических сопротивлений, от которых зависят как частота максимума, так и значения модуля передаточной характеристики. В выражении для сопротивления (6.2) наиболее зависящим от температуры фактором обычно является динамическая вязкость  $\eta$ . Снижения влияния температуры можно добиться использованием специальных жидкостей, у которых не только повышена вязкость, но и уменьшена ее изменчивость. В частности, одной из таких жидкостей является уже упоминавшаяся полиметилсилоксановая жидкость № 3 [145].

Стремление снизить систематические погрешности, связанные с изменчивостью модуля передаточной функции, а также уменьшить габариты приводит к попыткам использования электрических, а не гидравлических фильтров [107]. В них можно задать высокостабильные значения сопротивления, однако для реализации требуемых значений постоянных времени ( $\tau = RC$ ) звеньев фильтра (порядка  $10^3$  с) необходимы специальные емкости, в частности, в виде электрохимических интеграторов-ионисторов, иониксов и др. [73, 126]. Их эквивалентная емкость может достигать 1 Ф при весьма малых размерах. Однако, вследствие того, что все электрохимические процессы связаны с температурой, эквивалентная емкость интеграторов также является функцией температуры. Тем самым принципиального повышения стабильности модуля передаточной функции фильтра достичь не удастся.

Интересные возможности возникают при реализации гираторных фильтров на основе интегральных операционных усилителей (ОУ) [107], однако в океанологической измерительной технике широкого применения они пока не нашли.

## 6.2. Поплавковые преобразователи уровня

Положение уральной поверхности в колодце мареографной установки, где отфильтрованы высокочастотные составляющие колебаний, в наиболее распространенных конструкциях уровнемеров отслеживается с помощью поплавка 5 (рис. 6.5), связанного гибкой цепью 4 с измерительным колесом 2. Цепь 4 для обеспечения постоянного натяжения снабжена противовесом 3. Тем самым поступательные перемещения поплавка  $H$  при колебаниях уровня преобразуются в изменения угла поворота измерительного колеса  $\Theta$ , которые собственно и являются входным сигналом  $\Theta(H)$  для преобразователя 1,

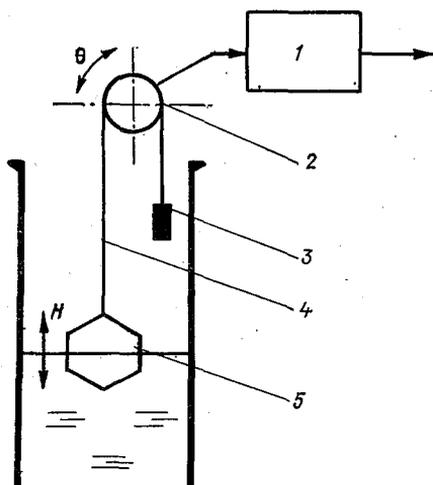


Рис. 6.5. Поплавковый преобразователь уровня.

обеспечивающего на выходе формирование электрической величины, пропорциональной  $\Theta$ .

Известно большое количество преобразователей угла поворота в электрическую величину [21], однако в уровнемерах тем не

менее нашли применение лишь специфические конструкции. В частности, конструкция, примененная в серийной приставке ГМ-39 [49], содержит дополнительный кинематически-множительный механизм (КММ), обеспечивающий преобразование  $\Theta(H)$  в количество оборотов выходного диска, причем один оборот этого диска соответствует изменениям  $H$  на  $\Delta H = 0,5$  см. С выходным диском связана обойма с постоянным магнитом. В последних модернизациях эта обойма перемещается по оси с червячной нарезкой, имеющей верхний и нижний ограничители. Перемещение обоймы между ограничителем соответствует заданному  $\Delta H$ . Рядом с ограничителями расположены магнитоуправляемые герметизированные контакты (герконы). Герконы срабатывают при подходе к ним обоймы с магнитом, в результате в линию связи поступает импульс, полярность которого определяется направлением перемещения обоймы и соответственно колеса 2.

Описанный преобразователь предназначен только для отслеживания изменений  $\Theta(H)$  и используется для дистанционной передачи показаний стандартного самописца уровня моря (СУМ). Приемная часть приставки содержит дешифратор сигналов и регистрирующее устройство с диаграммной лентой, полностью повторяющей ленту, стандартного СУМа.

Применение такой специфической конструкции обусловлено стремлением получить максимальную надежность. Дело в том, что приставка предназначена для использования в течение длительного времени, зачастую при отсутствии возможности профилактических работ по уходу, и обычно в крайне неблагоприятных климатических условиях (морской туман, большой диапазон изменений температуры).

Использование в таких условиях типичных преобразователей угла поворота в электрическую величину, как правило, менее целесообразно.

Погрешность поплавковых преобразователей преимущественно связана с наличием момента трения на оси измерительного колеса, а при использовании КММ — некоторого приведенного момента трения  $M_T$ . Естественно, перемещение колеса начинается лишь при условии [19]

$$M_T = M_{\text{попл}}, \quad (6.12)$$

где  $M_{\text{попл}}$  — полезный момент, создаваемый поплавком.

Поскольку архимедова сила при погружении (или подъеме) поплавка на величину  $\delta H$  равна

$$F_{\text{попл}} = \rho_w \pi R_{\text{п}}^2 \delta H, \quad (6.13)$$

где  $R_{\text{п}}$  — радиус поплавка;  $\rho_w$  — плотность воды; то из выражений (6.12) и (6.13) легко определить возможную погрешность

$$\delta H = M_T / (\rho_w \pi R_{\text{п}}^2 R_{\text{к}}), \quad (6.14)$$

где  $R_{\text{к}}$  — радиус колеса.

Реально получаемая основная погрешность составляет порядка  $\pm 1$  см.

Дополнительная погрешность может возникать из-за проскальзывания цепи 4 (рис. 6.5) по приемному ободу колеса 2. Чтобы устранить эту возможность, в качестве цепи применяют перфорированную ленту, а приемный обод снабжают выступами, на которые попадают отверстия в ленте.

### 6.3. Преобразователи уровня гидростатического типа

Возможность измерений колебаний уровня по изменениям гидростатического давления  $P_h$  следует из известной зависимости

$$P_h = g \int_0^h \rho_w(z) dz, \quad (6.15)$$

где  $g$  — ускорение свободного падения;  $\rho_w(z)$  — распределение плотности по вертикали;  $h$  — глубина установки преобразователя давления.

Поскольку изменчивость плотности  $\Delta\rho_w/\rho_w$  имеет порядок  $10^{-3}$ , что не превышает обычной погрешности у преобразователей давления (см. гл. 4), то зависимость (6.15) при измерениях уровня может рассматриваться в упрощенном виде:  $P_h = \rho_c g h$ , где  $\rho_c$  — «стандартная» плотность [133]. Аналогично мало влияние широтной изменчивости  $g$  [96], что позволяет пользоваться упрощенным выражением для  $P_h$  в любых географических условиях. Тем самым основная погрешность преобразователей уровня, как правило, не превышает погрешности применяемых преобразователей давления.

Фильтрация высокочастотных составляющих колебаний уровня автоматически обеспечивается за счет установки преобразователя на глубине  $h$  при достаточно больших ее значениях. Известно, что амплитуды колебаний давления вблизи поверхности ( $\Delta P_B$ ) и на глубине ( $\Delta P_h$ ) связаны соотношением [80]:

$$\Delta P_h / \Delta P_B = [\operatorname{ch}(2\pi h/L)]^{-1}, \quad (6.16)$$

где  $L$  — длина волны.

Отношение  $\Delta P_h / \Delta P_B$  можно рассматривать как коэффициент передачи такого «глубинного» фильтра  $k_h$ . Длина волны «среза» при  $k_h \approx 0,7$  соответствует  $L_c \approx 2,25 \pi h$  (рис. 6.6, кривая 1).

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

$$\Delta(\Delta P)_h = \Delta P_{h_1} - \Delta P_{h_2} = \Delta P_B [(\operatorname{ch} 2\pi h_1/L)^{-1} - (\operatorname{ch} 2\pi h_2/L)^{-1}]. \quad (6.17)$$

Зависимость коэффициента передачи  $k_h = \Delta(\Delta P)_h / \Delta P_B$  для такого варианта конструкции от  $h_1/L$  при разных соотношениях  $h_1/h_2$

имеет «колоколообразный» вид (рис. 6.6, кривые 2 и 3). При этом значение  $(k_h)_{\max}$  может быть найдено из условия

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

что приводит к выражению

$$h_1 \operatorname{sh} \frac{2\pi h_1}{L_{\max}} \operatorname{ch}^2 \frac{2\pi h_2}{L_{\max}} = h_2 \operatorname{sh} \frac{2\pi h_2}{L_{\max}} \operatorname{ch}^2 \frac{2\pi h_1}{L_{\max}}, \quad (6.18)$$

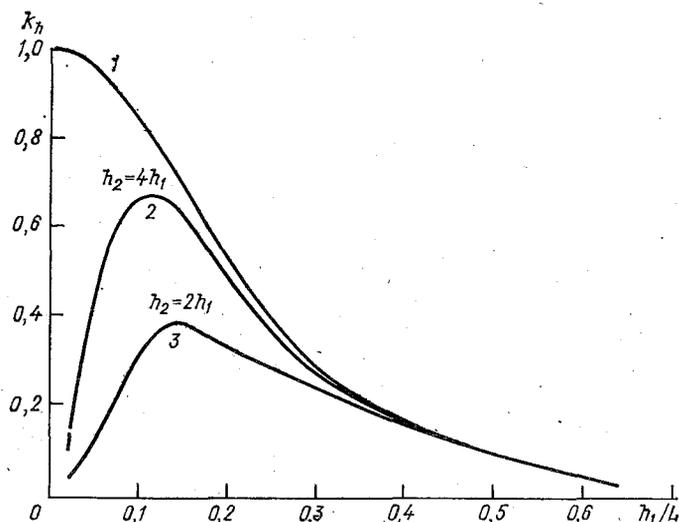


Рис. 6.6. Характеристики пропускания гидростатического преобразователя уровня.

решением которого при данных  $h_1$  и  $h_2$  определяется  $L_{\max}$ , а затем по выражению (6.17) находится

$$(k_h)_{\max} = \frac{\Delta (\Delta P)_п}{\Delta P_в} \Big|_{L=L_{\max}}.$$

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.

Способ измерений с использованием двух преобразователей на различных глубинах позволяет реализовать весьма перспективную

возможность наблюдений за длиннопериодными колебаниями с дрейфующего судна в открытом море (рис. 6.7). Преобразователи 2 и 3 располагаются на глубинах  $h_1$  и  $h_2$  и связаны, например, кабель-тросом с судном 1. Собственные перемещения судна по вертикали  $\pm \Delta h$ , связанные с колебаниями уровня, в том числе с ветровым волнением, при достаточно большой жесткости кабель-троса приводят к таким же перемещениям обоих преобразователей относительно значений давления  $P_{h_1}(L)$  и  $P_{h_2}(L)$ . В таком случае регистрируемые с помощью преобразователей давления  $P_1$  и  $P_2$  будут соответственно равны:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{h_1}(L) \pm \rho_c g \Delta h, \\ P_2 &= P_{h_2}(L) \pm \rho_c g \Delta h. \end{aligned} \quad (6.19)$$

При пренебрежении изменениями плотности по вертикали и деформациями кабель-троса дифференциальный сигнал будет определяться разностью

$$\begin{aligned} \Delta P_h &= P_1 - P_2 = P_{h_1}(L) - P_{h_2}(L) = \\ &= (\Delta P_{h_1} - \Delta P_{h_2}) + (P_{h_1} - P_{h_2}), \end{aligned} \quad (6.20)$$

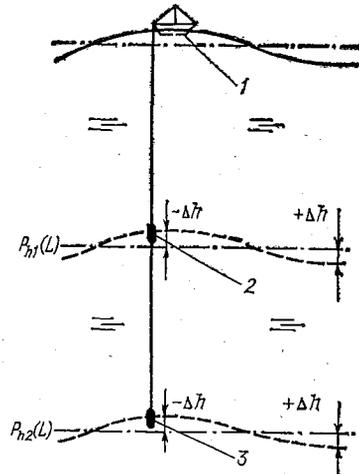


Рис. 6.7. Схема выполнения измерений с дрейфующего судна.

где  $P_{h_1}$  и  $P_{h_2}$  — статические (при отсутствии колебаний уровня) давления соответственно на глубинах  $h_1$  и  $h_2$ .

Постоянная составляющая ( $P_{h_1} - P_{h_2}$ ) сравнительно легко компенсируется либо непосредственно в измерительной схеме устройства, либо с помощью воздушных компенсаторов (см. п. 4.1).

В результате такая система преобразователей характеризуется коэффициентом передачи  $k_h$ , связанным по-прежнему со значением длины волны  $L$  и практически не зависящим от собственных вертикальных перемещений. Ее возможности ограничиваются в основном дрейфом судна, из-за которого линия расположения преобразователей перестает быть вертикальной и представляет собой кривую с изменяющимся углом наклона [101]. Вследствие этого составляющие ( $\rho_c g \Delta h$ ) в выражениях (6.19) не равны друг другу и в измерительной системе не обеспечиваются условия автоматической компенсации собственных вертикальных перемещений.

В отличие от заякоренных (буйковых) конструкций, при полигонных измерениях в дрейфующем варианте становится необходимым непрерывный контроль расположения измерительных линий в пространстве, в частности, с использованием судовой радиолокационной станции (РЛС).

## Преобразователи характеристик морского волнения

## 7.1. Поплавковые преобразователи

Преобразователи с поплавками, отслеживающими волнение на поверхности моря, нашли широкое применение в серийных гидрометеорологических приборах (ГМ-16, ГМ-32) и в некоторых экспериментальных разработках [49, 64]. Принцип их действия заключается в следующем.

Если свободно плавающий на поверхности поплавок 1 (рис. 7.1) связан тросом либо кабелем 2 с преобразователем гидростатического давления 3, то при наличии волнения на поверхности вся эта система перемещается по вертикали вверх—вниз. При этом траектория перемещений преобразователя 3 соответствует линии 4, эквивалентной профилю волн. Расстояние между поплавком и преобразователем устанавливается таким, чтобы на уровне  $P_{\text{ср}}$  отсутствовали вариации давления, обусловленные волнением. В таком случае перемещения по траектории 4 относительно  $P_{\text{ср}} = \text{const}$  приводят к изменениям

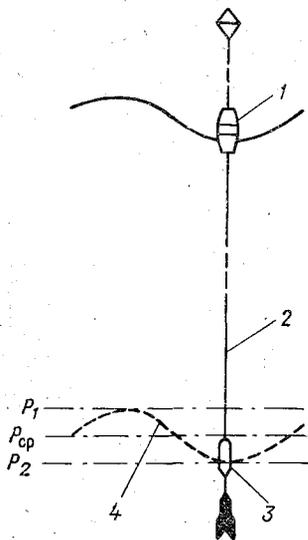


Рис. 7.1. Поплавковый преобразователь волнения.

давления на преобразователь от  $P_1$  до  $P_2$ , и эти изменения соответствуют профилю волнения.

В качестве преобразователей давления могут использоваться любые из известных типов (см. гл. 4). В серийных приборах нашли применение тензометрические (ГМ-16) и реостатные (ГМ-32) преобразователи с чувствительными элементами в виде гофрированных мембран (см. п. 4.1).

Одной из особенностей поплавковых волнографов является наличие компенсатора в преобразователе давления. Компенсатор, как правило, выполнен в виде резинового баллона, воздух из которого при опускании на глубину выдавливается через соединительный канал во внутреннюю полость преобразователя, автоматически поддерживая равенство давлений по обе стороны от мембраны (см. п. 4.1). Запас воздуха в баллоне определяет то значение  $P_{\text{к}}$ , при котором дальнейшая компенсация прекраща-

ется. Естественно, устанавливаемое в компенсаторе  $P_K$  должно быть меньше, чем минимально возможное  $P_1$ .

Для преобразования изменений давления в электрический сигнал в волнографах находят применение специальные электрокинетические ячейки [64], принцип действия которых основан на электрохимических свойствах пористых тел, через которые продавливается полярная жидкость. Движение жидкости по капиллярам пористого тела обуславливает возникновение разности потенциалов между торцами этого тела. Разность потенциалов в соответствии с уравнением Гельмгольца пропорциональна градиенту давления [44]

$$\Delta\varphi = [\epsilon_0 \epsilon \xi / (4\pi \nu \sigma_w)] \text{grad } P, \quad (7.1)$$

где  $\epsilon_0$  — электрическая постоянная;  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость жидкости;  $\xi$  — потенциал двойного слоя между жидкостью и стенками капилляров;  $\nu$  — динамическая вязкость;  $\sigma_w$  — удельная электрическая проводимость жидкости.

В электрокинетическом волнографе [64] в качестве пористого тела использована шамотно-бентонитовая керамика, а в качестве рабочей жидкости — ацетонитрил. Чувствительность преобразователя к изменениям давления составила 10 мкВ/Па. Результаты сравнительных испытаний электрокинетического волнографа и волнографа ГМ-16 показали его перспективность.

В ряде зарубежных поплавковых волнографов [149, 169] для преобразования вертикальных перемещений поплавка в электрический сигнал используются акселерометры, т. е. при этом фактически формируется сигнал, пропорциональный вертикальным ускорениям. Акселерометр располагается непосредственно на поплавке, и это избавляет от необходимости устанавливать длинные линии связи ( $\sim 50$ — $70$  м), как в предыдущих конструкциях. Тем самым подобные преобразователи могут с успехом использоваться для измерений на мелководье.

Действие типичных акселерометров основано на инерционных свойствах массивных тел, закрепляемых с помощью упругих элементов (пружин, оттяжек) внутри корпуса. При перемещении корпуса вместе с поплавком в вертикальном направлении  $z$  выходной сигнал  $F$  акселерометра определяется выражением

$$F = S \frac{d^2 z}{d\tau^2} W(j\omega), \quad (7.2)$$

где  $S$  — чувствительность;  $W(j\omega)$  — оператор, характеризующий динамические свойства системы;  $\tau$  — время.

Одной из наиболее простых и довольно распространенных конструкций акселерометрического преобразователя является магнитоэлектрическая, где в качестве инерционной массы используется постоянный магнит, располагающийся внутри многовитковой катушки. Катушка скреплена с корпусом. При перемещениях магнита относительно катушки в ней индуцируется ЭДС, пропорциональная скорости изменения магнитного потока. Формирование

сигнала, пропорционального ускорению, обеспечивается дополнительным дифференцированием выходной ЭДС в последующих электронных узлах устройства. Однако при измерениях волнения это не всегда требуется. Ведь в такой конструкции индуцированная ЭДС оказывается пропорциональной уклону взволнованной поверхности и более целесообразна ее непосредственная регистрация. При необходимости регистрации изменений ординат взволнованной поверхности выходной сигнал может быть проинтегрирован известными техническими приемами.

Измерения с помощью поплавковых преобразователей производят, как правило, при их свободном дрейфе [49]. При этом возникает ряд методических погрешностей, связанных с соскальзыванием поплавка на волновом склоне и со скоростью дрейфа. В связи с этим определенный интерес представляют поплавки, применяемые при проведении исследований в приграничных слоях море—атмосфера [118]. Поплавок подобного типа устанавливается на вертикальной мачте притопленной буйковой станции и при наличии волнения свободно перемещается по мачте вверх—вниз. Конструктивно поплавок выполнен в виде двух полуцилиндров из пенопласта, скрепленных по окружности металлической стяжкой. Во внутренних выемках полуцилиндров на упругих держателях установлены роликовые подшипники, опирающиеся на мачту. Установка на таком поплавке акселерометрического преобразователя позволяет осуществлять непрерывный контроль характеристик волнения при проведении комплексных исследований.

В целом же следует отметить, что поплавок преобразователи в настоящее время представляют значительно меньший интерес, чем преобразователи других типов (струнные, емкостные и т. д.). В основном это связано с принципиальной ограниченностью их частотного диапазона, обусловленной размерами самих поплавков и инерционностью всей системы преобразователя.

## 7.2. Струнные преобразователи

Основным элементом струнных преобразователей ординат взволнованной поверхности моря является полупогруженный в воду отрезок безокисного неизолированного провода, который собственно и принято называть струной. Требования к материалу провода устанавливаются вполне определенные. Материал должен обладать большой прочностью на растяжение (временным сопротивлением при растяжении) высоким модулем нормальной упругости, высоким удельным сопротивлением и малыми температурными коэффициентами сопротивления и линейного расширения.

Характеристики некоторых из применяемых на практике материалов приведены в табл. 7.1. Наибольшее распространение из них получил нихромовый сплав типа Н4ХТА и его модификации как в силу достаточно полного соответствия указанным требованиям, так и из-за сравнительно легкой доступности.

Таблица 7.1

## Характеристики материалов, используемых для струнных преобразователей

Характеристика	Сплав ЭИ-702 ГОСТ 1050-60	Сталь углеродистая струнная	Сплав никромовый Н41-ХТА	Сплав кобальтовый К40НХМВ
Временное сопротивление при растяжении, Н/мм <sup>2</sup>	1220	3000	1400	3000
Модуль нормальной упругости, Н/мм <sup>2</sup>	21·10 <sup>4</sup>	20·10 <sup>4</sup>	18·10 <sup>4</sup>	21·10 <sup>4</sup>
Предел прочности при растяжении, Н/мм <sup>2</sup>	1000		1250	
Допустимое напряжение в материале струны, Н/мм <sup>2</sup>	300	800	620	1000
Удельное электрическое сопротивление, Ом·мм <sup>2</sup> /м	1,0	0,7	0,9	1,0
Температурный коэффициент линейного расширения, К <sup>-1</sup>	12·10 <sup>-6</sup>	12·10 <sup>-6</sup>	8·10 <sup>-6</sup>	15·10 <sup>-6</sup>
Температурный коэффициент сопротивления, К <sup>-1</sup>			0,25·10 <sup>-3</sup>	

Принцип действия струнных преобразователей заключается в том, что за счет электрической проводимости морской воды обеспечивается шунтирование погруженной части проволоки. В результате этого ее полное сопротивление оказывается функцией уровня погружения, а при отсутствии перемещений самого преобразователя — функцией мгновенных значений ординат взволнованной поверхности моря.

В связи с описанным принципом действия оказываются вполне естественными указанные выше требования. При этом определяющим из них является высокое удельное электрическое сопротивление материала — только в этом случае удастся обеспечить значительный эффект шунтирования. Абсолютные изменения сопротивления обычно все же невелики, поэтому для уменьшения влияния температуры целесообразен материал с малым ТКС. Высокие требования к механическим характеристикам обеспечивают стабильность натяжения струны, т. е. отсутствие ее собственных перемещений (перемещения конструкции в целом: буй, мачты — оказывают самостоятельное влияние), а также способствуют повышению надежности при эксплуатации в природных условиях.

Струнные преобразователи используются в прибрежных волнографах типа ГМ-61 [76], в судовых волнографах ГМ-62 [77], а также в ряде экспериментальных устройств. При этом задачи, ставящиеся перед натурными исследованиями морского волнения [45], требуют существенного улучшения характеристики преобразователей в двух основных направлениях: а) уменьшение статической погрешности измерений, б) уменьшение динамических погрешностей. Первое направление оказывается важным при

постановке задач исследования длиннопериодных волн малой амплитуды, а в задачах исследования ветрового волнения, особенно в равновесном интервале спектра [46], становятся весьма важными оба направления.

Вопросы совершенствования преобразователей рассматриваются в работах [9, 11, 45, 46, 60, 172], причем основной подход к поставленной задаче заключается в совершенствовании методов преобразования сигнала в измерительных схемах волнографов; сам первичный преобразователь (струна) оставляется практически без изменений.

В работах [45, 46, 172] задачи совершенствования ставятся применительно к измерениям в равновесном интервале спектра, т. е. для частот

$$\omega_{\text{макс}} \ll \omega_w \ll \omega_{\gamma},$$

где  $\omega_{\text{макс}}$  — частота максимума спектральной плотности;  $\omega_{\gamma}$  — граница интервала капиллярных волн.

Если началом равновесного интервала считать некоторую частоту  $\omega_p > \omega_{\text{макс}}$ , то для частот  $\omega_l = l\omega_p$ , где  $l$  — некоторое заданное число, значение спектральной плотности  $S_l \equiv S(\omega_l)$  связывают с ее значением для частоты  $\omega_p$  следующим соотношением [46]:

$$S_l = S(l\omega_p) = S_p l^{-5}, \quad S_p = S(\omega_p). \quad (7.3)$$

Тем самым при достаточно больших  $l$ , например  $l=10$ , значение  $S_l$  уменьшается в  $10^5$  раз по сравнению с  $S_p$ , т. е. при необходимости использовать одно и то же измерительное устройство для исследований в широкой области спектра, включающей и  $\omega_{\text{макс}}$  и равновесный интервал, возникают серьезные затруднения, связанные с обеспечением чрезвычайно широкого динамического диапазона. При этом соответственно сильно возрастают требования к допустимой статической погрешности измерений и к динамическим свойствам преобразователя.

Решения, предлагаемые в [46, 172], практически не затрагивают вопросов снижения погрешностей, а направлены на сужение динамического диапазона. Исходный процесс изменений ординат взволнованной поверхности  $\xi(\tau)$  последовательно подвергается дифференцированию, при этом формируются сигналы пропорциональные скорости  $v_{\xi} = \partial\xi(\tau)/\partial\tau$  и ускорению  $a_{\xi} = \partial^2\xi(\tau)/\partial\tau^2$  волновой поверхности в точке измерений. Спектры дифференцированных сигналов  $S_{v_{\xi}}(\omega)$  и  $S_{a_{\xi}}(\omega)$  связаны со спектром  $S_{\xi}(\omega)$  процесса  $\xi(\tau)$  следующими выражениями:

$$\begin{aligned} S_{v_{\xi}}(\omega) &= \omega^2 S_{\xi}(\omega), \\ S_{a_{\xi}}(\omega) &= \omega^4 S_{\xi}(\omega). \end{aligned} \quad (7.4)$$

Тем самым в равновесном интервале изменения  $S_{v_{\xi}}(\omega)$

$S_{a\xi}(\omega)$  становятся пропорциональными  $\omega_w^{-3}$  и  $\omega_w^{-1}$ , что позволяет применять регистраторы с меньшим динамическим диапазоном.

В работе [46] показано, что синхронные измерения  $\xi(\tau)$ ,  $\partial\xi(\tau)/\partial\tau$  и  $\partial^2\xi(\tau)/\partial\tau^2$  позволили исследовать  $S_{\xi}(\omega)$  в частотном диапазоне 0—8 Гц с помощью аппаратуры, имеющей динамический диапазон 40—50 дБ.

Аналогичная задача решается также в работе [60], где применен операционный усилитель с коэффициентом передачи, зависящим от частоты

$$K(\omega) \sim \omega_w^{2,5}. \quad (7.5)$$

При этом регистрации подлежит искаженный сигнал при существенно уменьшенном динамическом диапазоне. В последующем эти внесенные искажения корректируются при обработке путем использования коэффициента коррекции, обратного  $K(\omega)$ .

В рассмотренных методах а priori предполагается, что погрешности струнного преобразователя достаточно малы, так что сужения динамического диапазона вполне достаточно для получения корректной информации в равновесном интервале. Однако, по-видимому, это все же не так. И внимательное рассмотрение статической характеристики преобразователя позволяет в этом убедиться.

Понятия статической характеристики и соответственно статической погрешности применительно к волнографам носят несколько условный характер, но, поскольку струнный преобразователь есть не что иное как преобразователь уровня (ординат) электропроводной жидкости, то его анализ в статическом режиме становится вполне правомерным.

Представим узел струнного преобразователя в виде эквивалентной схемы (рис. 7.2), учитывающей электрические свойства среды, а также области ее взаимодействия со струной. Здесь  $C_i$  — распределенная эквивалентная емкость двойного электрического слоя, образующегося в зоне контакта струна—морская вода;  $R_{yi}$  — распределенное сопротивление утечки двойного слоя;  $R_{wi}$  — распределенное сопротивление области воды, шунтирующей струну;  $R_i$  — распределенное сопротивление струны. Схема рассматривается применительно к двухпроводному варианту подключения струны 1, закрепленной на мачте 3 бую 2 к последующим узлам измерительного устройства, в отличие от зачастую применяющегося однопроводного варианта (например, в волнографе ГМ-61).

Сопротивление  $i$ -го участка струны, шунтированного морской водой, с незначительными упрощениями определим в виде

$$(R_i)_{ш} = (R_i \sqrt{\omega^2 R_{wi}^2 C_i^2 + 1}) / (\omega R_i C_i + \sqrt{\omega^2 R_{wi}^2 C_i^2 + 1}) \quad (7.6)$$

при

$$R_{yi} \gg (\omega C_i)^{-1};$$

изменения сопротивления  $i$ -го участка вследствие шунтирования

$$(\Delta R_i)_{\text{ш}} = \omega R_i^2 C_i / (\omega R_i C_i + \sqrt{\omega^2 R_{wi}^2 C_i^2 + 1}) = R_i - (R_i)_{\text{ш}}, \quad (7.7)$$

где  $\omega$  — круговая частота питающего напряжения.

Очевидно,  $\sum (\Delta R_i)_{\text{ш}}$  является тем изменением сопротивления струны, которое подлежит определению.

Оценим вклад отдельных составляющих в выражении (7.6) и влияние их изменчивости на статическую характеристику преобразования.

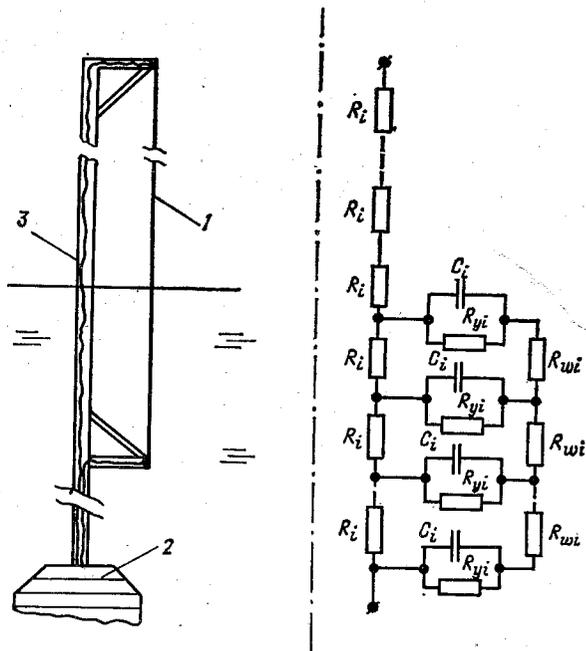


Рис. 7.2. Струнный преобразователь.

Как известно (например, [47]), удельная эквивалентная емкость двойного электрического слоя  $C_{\text{уд}}$  может изменяться в пределах 1—100 мкФ/см<sup>2</sup> в зависимости от типа контактирующей среды и для контакта металл—морская вода обычно оценивается в 10—20 мкФ/см<sup>2</sup> (см. п. 3.2).

При радиусе струны  $r_c$  и длине  $i$ -го участка  $h_i$  полная емкость этого участка

$$C_i = 2\pi r_c h_i C_{\text{уд}}. \quad (7.8)$$

Объем морской воды, обуславливающий шунтирование струны аппроксимируем в виде некоторого условного цилиндра радиусом  $r_w$  (с учетом того, что  $r_{wi} \gg r_c$ ). Сопротивление этой области

$$R_{wi} \approx h_i / (\pi r_{wi}^2 \sigma_w), \quad (7.9)$$

где  $\sigma_w$  — удельная электрическая проводимость воды.

Запишем выражение (7.7) в относительном виде с учетом зависимостей (7.8) и (7.9)

$$\frac{(\Delta R_i)_{ш}}{R_i} = k_i = \left( 1 + \frac{1}{R_i} \sqrt{\frac{h_i^2}{\pi^2 r_{wi}^4 \sigma_w^2} + \frac{1}{4\pi^2 \omega^2 r_c^2 h_i^2 C_{уд}^2}} \right)^{-1}. \quad (7.10)$$

Безразмерная величина  $k_i$ , которую удобно назвать коэффициентом шунтирования, очевидно, может принимать значения  $0 < k_i < 1$  в зависимости от значения подкоренного выражения.

Нетрудно показать, что со значением  $k_i$  связана относительная чувствительность преобразования

$$\frac{1}{R_c} \frac{dR_c}{d\xi(\tau)} = - \frac{k_i}{h_i [\rho_{пL}/(R_i)_{ш} - k_i \xi(\tau)/h_i]}, \quad (7.11)$$

где  $R_c = \rho_{пL} - \frac{(\Delta R_i)_{ш}}{h_i} \xi(\tau)$  — полное сопротивление шунтированной струны;  $\rho_{п}$  — погонное сопротивление материала струны;  $L$  — длина струны;  $\xi(\tau)$  — ордината поверхности воды, отсчитываемая от нижнего конца полупогруженной струны.

В соответствии с (7.11) чувствительность преобразования прямо пропорциональна  $k_i$  (выражение в квадратных скобках больше нуля).

Увеличение  $k_i$ , несмотря на большое количество входящих в выражение (7.11) параметров, оказывается достаточно эффективным только за счет  $R_i$  и  $\sigma_w$ , т. е. чувствительность выше при измерениях в теплой и соленой воде струнами с большим погонным сопротивлением.

При этом представляет интерес оценка влияния частоты питающего напряжения. Во-первых, получается, что частоту целесообразно увеличивать — это дает уменьшение второго члена в подкоренном выражении, т. е. снижает влияние емкостного сопротивления двойного слоя и, что особенно важно, влияние вариаций этого сопротивления на результирующую погрешность преобразования. Однако следует учитывать, что при этом одновременно уменьшается значение  $r_{wi}$ . Действительно, значение  $r_{wi}$  для некоторого среднего участка погруженной части струны может быть оценено как так называемая эквивалентная глубина проникновения тока [35] в среду с конечной проводимостью

$$r_{wi} \approx \sqrt{2/(\omega \sigma_w \mu_a)}, \quad (7.12)$$

где  $\mu_a$  — магнитная проницаемость среды.

Тем самым, в результате возрастает  $R_{wi}$  в соответствии с выражением (7.9) и уменьшается чувствительность.

Обычно частоту питающего напряжения устанавливают в диапазоне 2—10 кГц.

Отображение области морской воды на эквивалентной схеме (рис. 7.2) в виде активного сопротивления  $R_{wi}$  обусловлено тем,

что реактивная, конкретнее емкостная, составляющая сопротивления для диапазона 2—10 кГц пренебрежимо мала по сравнению с активной. Это рассматривается в ряде работ, в том числе в [76], в которой, однако, на этом основании делается вывод о том, что сопротивлением области воды, шунтирующей струну, вообще можно пренебречь, а погруженную часть струны считать замкнутой накоротко. Рассмотрим это несколько подробнее.

Как известно, комплексная диэлектрическая проницаемость морской воды равна

$$\bar{\epsilon} = \epsilon_0 \epsilon - j\sigma_w/\omega, \quad (7.13)$$

где  $\epsilon_0$  — электрическая постоянная ( $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м);  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость (для частот  $10^2$ — $10^5$  Гц и средних значений температуры и солености  $\epsilon \approx 80$ ).

В работе [76] оценивается соотношение действительной и мнимой частей выражения (7.13)

$$\sigma_w/(\epsilon_0 \epsilon) \approx 2 \cdot 10^5 \gg 1 \text{ при } f = 5 \cdot 10^3 \text{ Гц} \quad (7.14)$$

и на этом основании делается приведенный выше вывод. В действительности соотношение (7.14) лишь говорит о том, что при рассмотрении процесса шунтирования можно пренебречь токами смещения и учитывать только активную составляющую сопротивления.

С учетом (7.12) реальное значение шунтирующего сопротивления воды все же оказывается достаточно малым

$$R_w \approx R_{wi} \xi(\tau)$$

и при  $\xi(\tau) \approx 5$  м для  $f = 5 \div 10$  кГц составляет 0,4—0,6 Ом.

При этих же условиях емкостное сопротивление двойного слоя  $Z_c \approx 0,2 \div 0,1$  Ом, т. е. составляет существенную часть общего шунтирующего сопротивления, причем влияние  $Z_c$  возрастает с уменьшением  $\xi(\tau)$ , т. е. в зоне ложбин волн. Тем самым при погонном сопротивлении струны порядка 15 Ом/м погрешность измерений  $\xi(\tau)$  за счет случайных вариаций  $Z_c$  и  $R_w$  может достигать нескольких сантиметров, и при измерениях в равновесном интервале спектра решения одной только задачи сужения динамического диапазона, как это сделано в работах [46, 60], оказывается недостаточно.

При однопроводном варианте подсоединения струны (рис. 7.3) в качестве шунтирующего сопротивления выступает волновое сопротивление воды. Действительно, сочетание пространственно разнесенных струны 2 и электрода «заземления» 1 представляет собой не что иное как своеобразную электрическую антенну СДВ-диапазона. При этом длина волны  $\lambda_w$  в морской воде и значения собственного импеданса воды  $\tilde{\eta}_w$  могут быть рассчитаны по формулам [16]:

$$\lambda_w = \sqrt{10^7/(f\sigma_w)},$$

$$\tilde{\eta}_w = 1,98 \cdot 10^{-3} \sqrt{f/\sigma_w}. \quad (7.15)$$

Для  $f=5 \cdot 10^3$  Гц при  $\sigma_w=4,0$  См/м величина  $\lambda_w$  составляет  $\approx 22,5$  м, а  $|\tilde{\eta}_w| \approx 0,9$  Ом. Полученные результаты хорошо согласуются с приведенными в работе [76] экспериментальными данными, где оценивалось влияние изменений расстояния между электродом и струной и было показано, что это влияние малосущественно.

Влияние емкостного сопротивления  $Z_c$  двойного слоя при таком варианте подключения остается прежним.

Наиболее целесообразный путь снижения рассмотренной статической погрешности, обусловленной вариациями  $Z_c, R_w$  или  $|\tilde{\eta}_w|$ ,

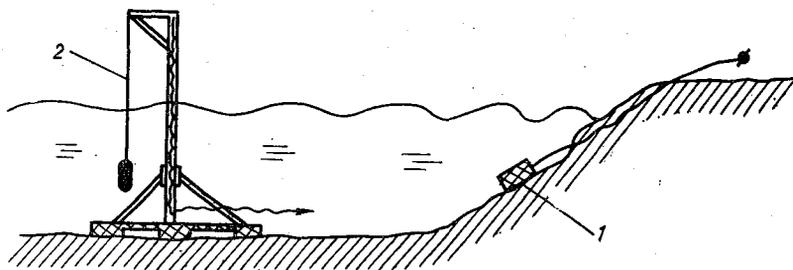


Рис. 7.3. Однопроводный вариант установки преобразователя в прибрежной зоне.

заключается в значительном повышении погонного сопротивления струны (до нескольких сотен Ом/м). Для имеющихся материалов струн это может быть реализовано в основном за счет уменьшения диаметра. Однако при этом, естественно, струна оказывается менее прочной и легко выходит из строя. Для увеличения прочности струну целесообразно закреплять в виде спирали на прочном диэлектрическом основании (капроновая или нейлоновая струна, оболочка полевого телефонного кабеля и т. д.).

Кроме рассмотренных факторов, на статическую погрешность могут оказывать существенное влияние загрязнение поверхности струны, а также забрызгивание ее непогруженной части. Загрязнение приводит к увеличению  $Z_c$ , в частности, на участках, загрязненных нефтепродуктами, а забрызгивание — к частичному шунтированию участков, находящихся в воздухе. В работе [11] для снижения влияния этих факторов предлагается конструкция, где струна образует замкнутое кольцо и с помощью приводного механизма обеспечивается ее непрерывное поступательное движение. В этом движении каждый участок струны проходит специальный узел очистки, где производится смыв загрязнений и сушка. Однако в такой конструкции появляется новый фактор, приводящий к возрастанию случайной погрешности. Этот фактор заключается в следующем. Подключение движущейся струны

к последующей измерительной схеме производится с помощью механических токосъемников, в качестве которых могут использоваться вращающиеся металлические ролики либо скользящие контакты. При этом к измеряемому сопротивлению струны последовательно подсоединяются сопротивления контактов (при однопроводном варианте — сопротивление одного контакта). Как известно (например, [73]), сопротивление механических контактов может варьировать в значительных пределах и при отсутствии герметизации эти вариации могут достигать  $\pm(0,5-1,0)$  Ом. При погонном сопротивлении струны 15 Ом/м это обусловит появление погрешности  $\pm(3-7)$  см. Одновременно для механических контактов характерен так называемый дребезг, при котором возникают резкие выбросы сопротивления, что может приводить к появлению на записи волнения случайно располагающихся импульсных сигналов. В результате практически полностью обесцениваются преимущества, достигаемые за счет непрерывной очистки струны. Чтобы эти преимущества реализовать, целесообразно производить съем информации более надежным способом.

Одним из таких способов является использование двух тороидальных магнитопроводов, через центральные отверстия которых пропущена струна. Тороиды снабжены обмотками, причем обмотка одного из магнитопроводов подключена к источнику переменного тока, а обмотка второго — к измерительной схеме. Поскольку струна замкнута в кольцо, то при пропускании переменного тока по первой обмотке в участке струны, находящемся внутри магнитопровода, индуцируется ЭДС. Эта ЭДС обуславливает прохождение тока по всему кольцу, причем сила тока пропорциональна полному сопротивлению кольца. В результате прохождения тока возбуждается ЭДС в обмотке второго магнитопровода. Величина этой ЭДС, пропорциональная току, является сигналом измерительной информации, поступающим с преобразователя в измерительную схему.

Описанный способ напоминает индуктивные преобразователи электрической проводимости (см. п. 3.3), где аналогичным образом производится бесконтактное определение сопротивления замкнутого витка морской воды.

Малая погрешность может быть достигнута только при условии надежной стабилизации положения движущейся струны относительно осей магнитопроводов.

Рассмотренные приемы, особенно увеличение погонного сопротивления струны позволяют снизить статическую погрешность до значений порядка  $\pm 1$  мм и получать таким образом корректную информацию в равновесном интервале спектра. Однако в динамическом режиме измерений у струнных преобразователей появляется ряд особенностей, значительно влияющих на метрологические характеристики. Наиболее важными из них, по-видимому, можно считать эффект взаимодействия струны с окружающей взволнованной поверхностью и эффекты, обусловленные продольным обтеканием струны как цилиндрического тела в движущейся воде

Первый из названных эффектов заключается в следующем. Если оценивать радиус шунтирующей области по выражению (7.12), то для частот 5—10 кГц значения  $r_{wi}$  составит 3,5—2,5 м. Вдоль длины погруженной части значения  $r_{wi}$ , естественно, изменяются, и вблизи поверхности линии тока проявляют тенденцию «стягиваться» к области входа струны в воду. Однако при этом  $r_{wi}$  остается существенно больше  $r_c$ , в результате происходит «осреднение» измеряемых ординат  $\xi(\tau)$  по некоторой поверхности, близкой к  $S \approx 2\pi r_{wi}$ . Это осреднение является достаточно условным, поскольку поверхность  $S$  в среднем не остается горизонтальной. В связи с этим появляется влияние уклонов  $S$  на изме-

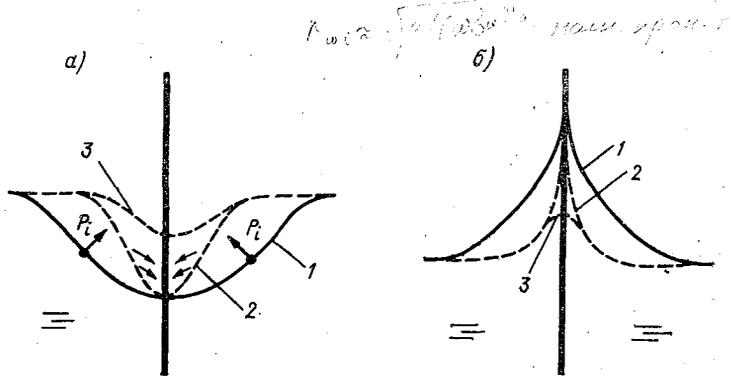


Рис. 7.4. Искажения поверхности при обтекании струны водой.

ряемую величину сопротивления струны, что приводит к «добавке» к получаемой записи ложных короткопериодных флуктуаций.

Превышение  $r_{wi}$  над  $r_c$  вблизи поверхности обусловлено преимущественно электромагнитным взаимодействием между непогруженными участками струны и водой. Отдельные вопросы взаимодействия подобных проводов с током с близкорасположенной проводящей средой теоретически рассматривались в работах [16, 32]. Из двух возможных вариантов подсоединения струны к источнику тока более целесообразным в связи с рассмотренным эффектом оказывается двухпроводный вариант, позволяющий локализовать область шунтирования в пределах  $r_c—r_{wi}$  и при необходимости уменьшить ее путем повышения частоты питающего напряжения.

Второй из названных эффектов заключается в том, что при перемещениях морской воды относительно струны в области их взаимодействия формируется пограничный слой [147], который обуславливает образование воронки (рис. 7.4 а) либо конуса (рис. 7.4 б) на поверхности вода—воздух, причем воронка образуется при движении воды вверх, а конус — при ее движении вниз. Глубина воронки либо высота конуса могут достигать нескольких миллиметров. Такие искажения поверхности весьма ощутимы при

измерениях в высокочастотной области спектра, где они становятся соизмеримыми с амплитудой вариаций  $\xi(\tau)$ .

Для улучшения динамических характеристик струнных преобразователей при измерениях в высокочастотной области предлагается [9] производить нагрев струны с помощью отдельного источника. При этом возникает несколько важных положительных эффектов. Первый из них заключается в том, что при повышении температуры струны и соответственно — слоя воды, примыкающего к струне, уменьшается вязкость этого слоя. Уменьшение вязкости в свою очередь приводит к уменьшению толщины пограничного

слоя  $\delta$ , поскольку  $\delta \sim \sqrt{\nu_K}$ , где  $\nu_K$  — кинематическая вязкость

[147]. При этом у воронки, образующейся при движении воды вниз диаметр уменьшается, а уклон поверхности увеличивается (рис. 7.4 а, 2) по сравнению с поверхностью при низкой температуре (1). Увеличение уклона приводит к возрастанию горизонтальной проекции силы  $P_i$ , обусловленной гидростатическим давлением, действующим на частицы поверхности, и это усиливает их стекание вниз и заполнение воронки. В результате формируется поверхность 3 с прежней равновесной крутизной. Глубина воронки при этом существенно уменьшается.

При движении воды вниз аналогично за счет уменьшения  $\delta$  увеличивается уклон поверхности формирующегося конуса (рис. 7.4 б, 2) по сравнению с первоначальным (1). Это обуславливает усиление стекания воды и стремление сформировать прежний равновесный уклон (3), что приводит к уменьшению высоты конуса. При этом остающаяся вблизи вершины конуса пленка воды интенсивно испаряется, еще больше способствуя улучшению динамических свойств.

Экспериментальные определения динамических свойств нагреваемых преобразователей подтверждают возможность их использования для измерений в области частот до 15—20 Гц, причем значение верхнего предела зависит от температуры нагрева и диаметра струны. Само же значение предела при этом определяется как частота, при которой значение нормированной передаточной характеристики преобразователя уменьшается до 0,7. При этом получена основная средняя квадратическая погрешность  $\pm 0,2$  мм, что позволяет использовать такие преобразователи для исследований в гравитационно-капиллярной области.

Для нагреваемых преобразователей при наличии отдельного источника тока необходимо использование специальных измерительных схем, позволяющих отделить сигнал измерительной информации от тока нагрева. На рис. 7.5 [9] струна как эквивалентный резистор  $I$  с меняющимся сопротивлением через линию связи 2 включена в качестве одного из плеч в резистивноемкостный мост, известный как мост Сотти. 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: половой заграждающий фильтр, настроенный на частоту пульсаций 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 обес-

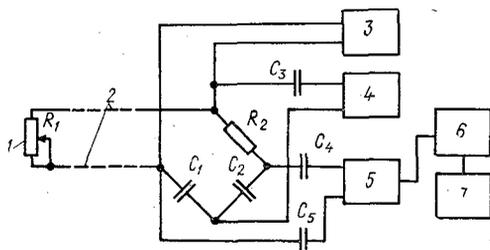


Рис. 7.5. Схема устройства с нагреваемым струнным преобразователем.

печивается в схеме за счет использования конденсаторов  $C_1—C_5$ , а также благодаря узлу фильтров. Зависимость выходного сигнала от значений измеряемых ординат  $\xi(\tau)$  близка к линейной. В качестве преобразователя использовалась струна из ферромагнитного сплава ЭИ708 с погонным сопротивлением 400 Ом/м.

Следует отметить еще одно весьма важное достоинство нагреваемых преобразователей — возможность их эксплуатации в условиях отрицательных значений температуры воздуха.

Таким образом, струнные преобразователи при тщательном их исполнении весьма перспективны для исследований волнения в высокочастотной области спектра практически в любых натуральных условиях.

### 7.3. Емкостные и электромагнитные преобразователи

Стремление избавиться от недостатков, связанных с наличием гальванического контакта между преобразователем и морской водой, в определенной мере стимулировало разработку конструкций, где подобные контакты отсутствуют либо их влияние практически сведено к нулю, например в преобразователях емкостного типа.

Типичный емкостный преобразователь (рис. 7.6) представляет собой струну 1, покрытую сплошной диэлектрической оболочкой 2 (в простейшем случае изолированный медный провод). Струна является внутренней «обкладкой» цилиндрического конденсатора с распределенной емкостью  $C_i$ , вторая обкладка — непосредственно морская вода. Подсоединение к воде осуществляется

с помощью металлического электрода 3 с большой поверхностью, т. е. гальванический контакт с водой в этой конструкции полностью не устранен. Весь преобразователь закреплен на некоторой несущей основе 5, например мачте притопленного буйа 4.

Эквивалентная схема (рис. 7.6), кроме распределенной емкости  $C_i$ , содержит распределенное сопротивление струны  $R_i$  и емкость двойного слоя  $C_K$  металлического электрода с сопротивлением утечки  $R_K$ .

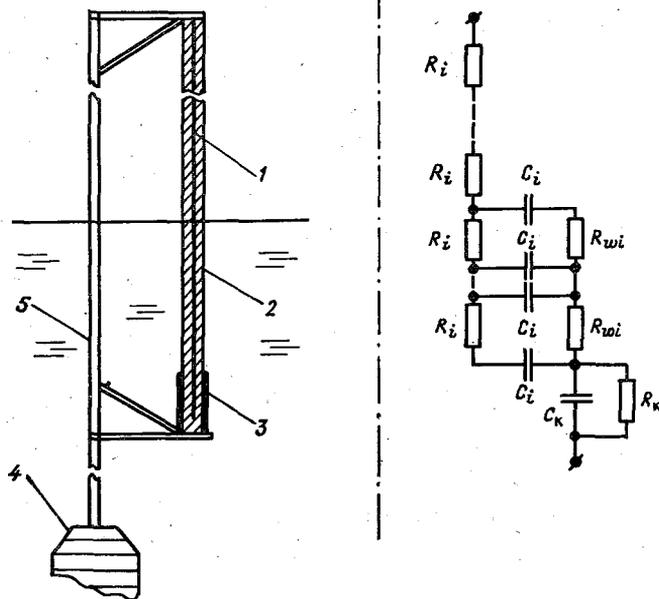


Рис. 7.6. Емкостный преобразователь.

Ввиду большой поверхности электрода 3 емкость  $C_K$  намного больше суммы параллельно включенных емкостей  $C_i$ , тем более что практически не имеется никаких ограничений на размеры поверхности, тем самым влияние  $C_K$  оказывается в реальных случаях ничтожно малым. Величина  $R_K$ , как и для струнных электродов, значительно превышает  $1/\omega C_K$  и также может не приниматься во внимание. Если при этом в конструкции выполняются также условия:

$$R_i \ll (\omega C_i)^{-1} \text{ и } R_{wi} \ll (\omega C_i)^{-1}, \quad (7.16)$$

то комплексное сопротивление преобразователя  $Z_n$  будет в основном емкостным

$$Z_n \approx \left( \omega \int_0^{\xi(\tau)} C_{in} dn \right)^{-1}, \quad (7.17)$$

где  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота питающего напряжения;  $C_{in}$  — погонная емкость, Ф/м;  $dn$  — элемент длины преобразователя;

$$C_{in} = 2\pi\epsilon_0\epsilon / [\ln(D_2/D_1)], \quad (7.18)$$

где  $\epsilon_0$  — электрическая постоянная;  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость материала оболочки;  $D_1$  — диаметр струны;  $D_2$  — диаметр оболочки.

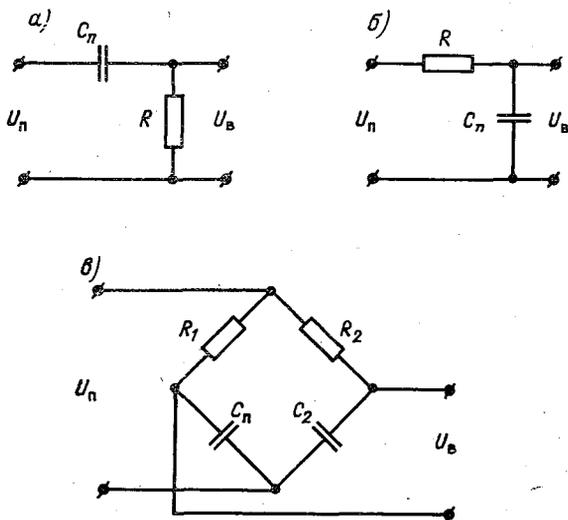


Рис. 7.7. Подключение емкостного преобразователя к измерительной цепи.

Если параметры  $\epsilon$ ,  $D_1$  и  $D_2$  неизменны по длине  $h$ , то сопротивление  $Z_{\pi}$

$$Z_{\pi} = [\omega C_{in}\xi(\tau)]^{-1}. \quad (7.19)$$

Преобразователь как реактивное сопротивление в простейшем случае может быть включен в схему полумоста (рис. 7.7 а, б), при этом схема а предпочтительнее схемы б. Действительно, выходящий сигнал для схемы а

$$U_B = U_n R \omega C_{in}\xi(\tau) / \sqrt{\omega^2 C_{in}\xi(\tau)^2 R^2 + 1}, \quad (7.20)$$

при  $R^2 \ll (\omega^2 C_{in}\xi(\tau)^2)^{-1}$  обеспечивается близкая к линейной зависимость между  $U_B$  и  $\xi(\tau)$ .

В схеме б подобная возможность отсутствует, что является ее существенным недостатком.

Для исключения аддитивной составляющей сигнала  $U_B$  целесообразно использовать схему полного моста переменного тока

(рис. 7.7 в), известного как мост Соти. Состояние равновесия моста задается условием

$$C_2 = R_1 C_{in} \xi_{cp} / R_2, \quad (7.21)$$

где  $\xi_{cp}$  — значение  $\xi(\tau)$  при отсутствии волнения.

Кроме аналоговых измерительных схем, емкостный преобразователь может быть включен как элемент задающего LC-контура измерительного генератора. При выполнении условий (7.16) обеспечивается высокая добротность контура, а тем самым — малая погрешность преобразования в частоту.

Наиболее характерным недостатком типичных емкостных преобразователей является малое значение погонной емкости — 10—20 пФ/м. При стремлении получить разрешающую способность  $\pm(1-2)$  см по  $\xi(\tau)$  становится необходимым выделять изменения емкости порядка 0,1 пФ, а при этом начинают играть существенную роль не только емкости подводящих проводов и входных участков измерительной схемы, но и емкость непогруженной части преобразователя подверженная значительным вариациям, в частности, из-за формирования систем свободных зарядов в приводном слое атмосферы

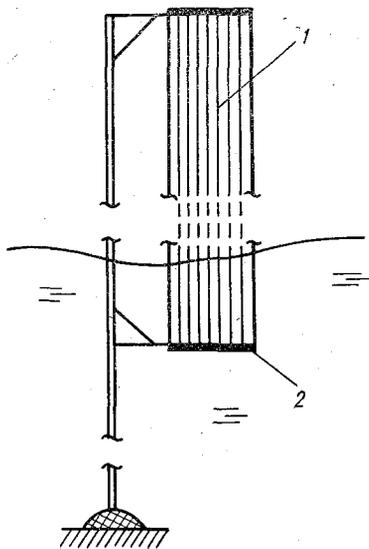


Рис. 7.8. Емкостный преобразователь в виде сетки.

Увеличение погонной емкости возможно за счет уменьшения толщины диэлектрической оболочки. В предельном случае это приводит к использованию обычного медного провода с изолирующим покрытием (типа ПЭВ), погонная емкость которого достигает  $(2-5) \cdot 10^3$  пФ/м. В этом случае становится вполне реальным измерение с разрешающей способностью вплоть до  $\pm 1$  мм, хотя следует отметить, что эмалево-лаковая изоляция обладает малой стойкостью против действия морской воды и преобразователь быстро выходит из строя.

В соответствии с (7.18) погонная емкость возрастает с увеличением внутреннего диаметра преобразователя, что приводит к целесообразности использования, например, силового кабеля в тонкой полихлорвиниловой оболочке.

Для повышения чувствительности преобразователь может быть также выполнен в виде сетки (рис. 7.8) из изолированного провода, натянутой на вертикально расположенной цилиндрической раме 2. При этом каждый из полупогруженных в воду участк

сетки представляет собой элементарный емкостный преобразователь. Все такие преобразователи соединены последовательно, а как следует из эквивалентной схемы — все их емкости оказываются подключенными параллельно друг другу. В результате возрастает общая емкость преобразователя и, следовательно, возрастают изменения емкости, обусловленные  $\xi(\tau)$ .

Динамические свойства емкостных преобразователей определяются преимущественно теми же факторами, что и у струнных преобразователей: размерами области пространственного осреднения, влиянием погранслоя и т. д. Соответственно здесь могут применяться те же приемы улучшения динамических свойств,

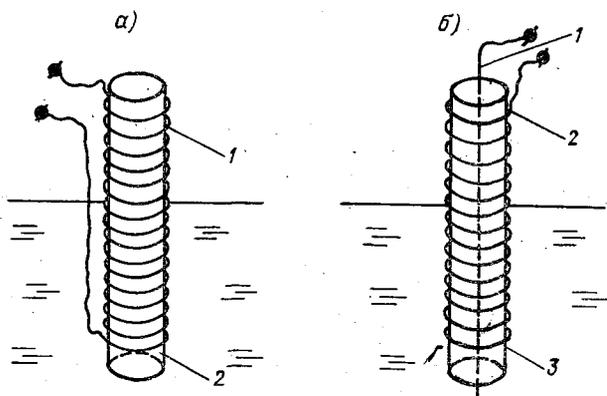


Рис. 7.9. Преобразователи со спиральной обмоткой.

частности нагрев преобразователя. В условиях отрицательных значений температуры воздуха нагрев дает, по-видимому, вообще единственную возможность проведения измерений, поскольку наличие льда на диэлектрической оболочке настолько существенно изменяет общую емкость и чувствительность преобразователя, что преобразователь практически выходит из строя. При нагреве, в отличие от струнных преобразователей, здесь не требуется специальных узлов отделения сигнала измерительной информации от тока нагрева, кроме отдельной жилы кабеля, связывающей источник нагрева со «свободным» концом преобразователя. В работе [34] рассматриваются устройства для измерений изменчивости уровня электропроводной жидкости, где в качестве преобразователя применен изолированный провод (рис. 7.9 а), намотанный в виде спирали 1 на тонкостенный диэлектрический цилиндр 2. Измерительная схема подключается противоположным концам спирали и не имеет гальванического контакта с жидкостью. В этом варианте преобразователь является большей степени индуктивным, чем емкостным, и его комплексное сопротивление зависит от затухания электромагнитного поля

во внутреннем объеме спирали, т. е. при постоянной  $\sigma_w$  от изменчивости уровня.

Добавка центрального провода 1 (рис. 7.9 б), расположенного коаксиально по отношению к спирали 2, превращает такой преобразователь в спиральную однородную линию задержки, где величиной, пропорциональной значению ординаты  $\xi(\tau)$  уровня поверхности, является промежуток времени распространения электромагнитного импульса по линии от ее начала (верхний конец) до поверхности воды.

Такие варианты преобразователей, которые в целом могут рассматриваться как электромагнитные, а не типично емкостные, в морских измерениях широкого распространения не получили. Их весьма важным недостатком является зависимость характеристик преобразования от электромагнитных параметров приводного слоя воздуха — магнитной проницаемости  $\mu$ , а также комплексной диэлектрической проницаемости  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon - i\sigma_w/\omega$ , где  $\sigma_w$  — проводимость обусловленная наличием весьма высокой концентрации ионов в приводном слое при волнении. Величина  $\epsilon$  подвержена существенной изменчивости, причем определяющее влияние на это оказывает  $\sigma_w$ .

В последние годы появилось большое количество работ, посвященных исследованиям естественных электромагнитных полей возбуждаемых в крайне низкочастотном диапазоне (КНЧ) на частотах менее 1 Гц вследствие волнения на поверхности моря [10, 74, 105, 135, 136]. В некоторых из них [135, 136] рассматриваются возможности использования характеристик этих полей для определения параметров волнения, поскольку структура генерируемых электромагнитных полей однозначно отображает структуру гидродинамических процессов, являющихся причиной генерации. Особенно перспективными представляются методы, позволяющие определять характеристики длиннопериодных волн малой амплитуды [135].

В работах [10, 117, 118] исследуются электромагнитные поля на частотах выше 1 Гц, также связанные с волнением на поверхности моря. Предлагается [10] использовать характеристики этих полей для дистанционных определений параметров волнения. Сущность процессов, формирующих такие поля, связана с особенностями электризации приводного слоя атмосферы над взволнованной поверхностью моря. При взаимодействии ветра с взволнованной поверхностью в загребневой зоне волн возникают системы замкнутых электрических токов, обуславливающих появление магнитной составляющей поля, которая и подлежит измерению в предлагаемом способе. Частоты, на которых формируются такие поля, лежат в узкой области 4—12 Гц, а регистрируемый в этой области сигнал оказывается амплитудно-модулированным. Параметры модулирующего сигнала, выделенные в приемном преобразователе, достаточно полно отображают параметры волнения.

## 7.4. Специализированные типы преобразователей

Электроконтактные преобразователи (ЭКП) получили распространение благодаря своей простоте и довольно высокой надежности при длительной эксплуатации в натуральных условиях. Типичный ЭКП (рис. 7.10 а) представляет собой мачту 2 с закрепленными на ней через заданные расстояния металлическими электродами 1. Мачта устанавливается на несущем притопленном буе либо непосредственно на дне в прибрежной части моря. Внутренняя полость мачты герметизирована и в ней находятся рези-

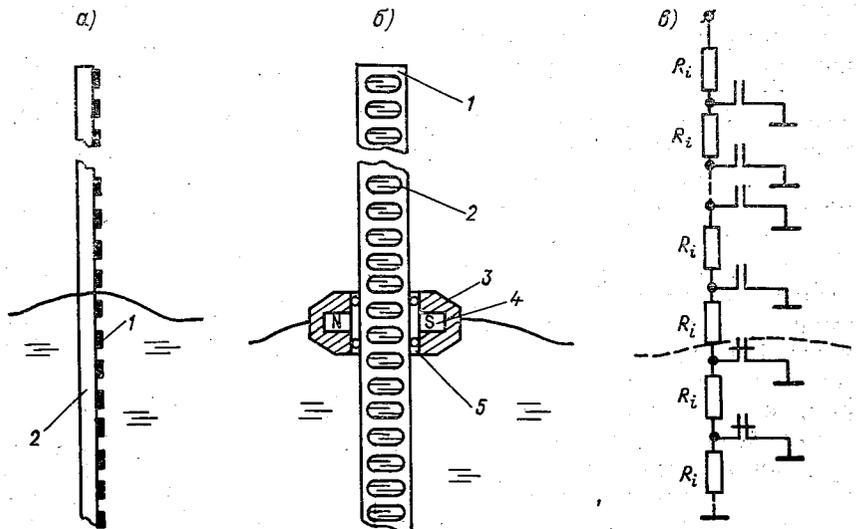


Рис. 7.10. Контактные преобразователи.

торы  $R_i$  (рис. 7.10 в), последовательно соединенные между собой, а также с электродами на поверхности мачты. Принцип действия ЭКП заключается в том, что при перемещениях поверхности электропроводной морской воды резисторы, подключенные к погруженным электродам, оказываются замкнутыми практически накоротко. В результате суммарное сопротивление цепочки резисторов пропорционально ординате поверхности воды  $\sum R_i \sim \xi(\tau)$ .

Поскольку возможность выбора номиналов  $R_i$  весьма широка, а для реальных конструкций легко обеспечивается условие  $R_i \gg Z_{wi}$ , где  $Z_{wi}$  — эквивалентное сопротивление участка воды между электродами. В связи с этим можно полностью пренебречь влиянием электрохимических процессов в зонах контакта электродов с водой, а также самим сопротивлением воды.

Основной недостаток ЭКП — их низкая разрешающая способность, которая, естественно, не может быть лучше, чем расстояние

между соседними электродами. И если в измерительном устройстве применено высокое разрешение по сопротивлению, то запись волнения приобретает ступенчатый характер. Такой прием — получение ступенчатой записи — иногда используется для того, чтобы производить оперативные определения градуировочной характеристики (по высоте ступенек при известном расстоянии между электродами).

Важным недостатком при длительной эксплуатации ЭКП является коррозия электродов. Чтобы этого избежать, целесообразно вообще отказаться от гальванических контактов преобразователя с морской водой. Идея подобного «бесконтактного» ЭКП для измерений изменчивости уровня рассматривается в работе [14]. Модифицированный для измерений волнения преобразователь такого типа представляет собой полую мачту 1 (рис. 7.10 б) с помещенными в ней через заданные расстояния герметизированными магнитоуправляемыми контактами 2 (герконами). По образующей мачты свободно перемещается поплавок 3, снабженный постоянным магнитом 4. Возможность свободных перемещений поплавка обеспечивается системой подшипников 5, выполненных, например, в виде фторопластовых роликов.

Как и в предыдущем варианте, здесь между контактами подключены резисторы  $R_i$  (рис. 1.10 в). Второй вывод контактного замкнуто на «землю». Надежная работоспособность ЭКП обеспечивается в том случае, если размеры магнита (магнитной системы) таковы, что при перемещениях поплавка в любой момент времени замкнут не менее чем один контакт.

**Преобразователи судовых волнографов ГМ-62.** Измерения в условиях дрейфующего судна специфичны тем, что для преобразователя отсутствует возможность конструктивной привязки к опорному неподвижному уровню — заякоренному бую, мачте и т. д. В связи с этим в судовых волнографах типа ГМ-62 используется сочетание двух преобразователей — струнного и гидростатического.

Полупогруженный в воду струнный преобразователь формирует сигнал измерительной информации, пропорциональный суммарному воздействию волнения и качки судна. Преобразователь гидростатического типа, как и в случае его использования для измерений волнения в сочетании с поплавком на поверхности (п. 7.1), формирует сигнал, пропорциональный качке. Аппаратурно выделяемая разность этих сигналов соответствует «чистому» волнению.

Конструкция волнографов ГМ-62, их достоинства и недостатки достаточно подробно рассмотрены в работах [49, 77].

✓ **Тепловые преобразователи.** 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 температур

окажется функцией глубины погружения:

$$T_{\text{инт}} = \frac{1}{\xi_2 - \xi_1} \left[ \int_{\xi_1}^{\xi(\tau)} T_1(\xi) d\xi + \int_{\xi(\tau)}^{\xi_2} T_2(\xi) d\xi \right], \quad (7.23)$$

где  $\xi_2$  — ордината верхнего конца преобразователя;  $\xi_1$  — ордината нижнего конца;  $\xi(\tau)$  — зависящая от времени ордината взволнованной поверхности воды;  $T_1(\xi)$  — распределение температуры элемента вдоль  $\xi$  от  $\xi_1$  до  $\xi(\tau)$ , т. е. вдоль участка, находящегося в воде;  $T_2(\xi)$  — аналогичное распределение от  $\xi(\tau)$  до  $\xi_2$ , т. е. 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  $R_t$  линейно связано с его температурой, в качестве которой здесь выступает  $T_{\text{инт}}$ , то изменения  $R_t$  будут соответствовать  $\xi(\tau)$ .

Статические и динамические характеристики тепловых преобразователей достаточно полно исследованы в лабораторных условиях (например, [15]). Их основными достоинствами, по-видимому, можно считать высокую чувствительность, обусловленную большими различиями температуры  $T_1(\xi)$  и  $T_2(\xi)$ , достигающими десятков градусов, а также простоту и надежность конструкции. Однако для морских условий преобразователи практически не исследовались. Между тем здесь следует ожидать существенного ухудшения их свойств по сравнению с лабораторными условиями за счет влияния изменчивости температуры воды и воздуха, скорости ветра, наличия аэрозолей в приводном слое и т. д. Тем самым для морских измерений они пока малоперспективны.

**Гидростатические преобразователи.** Если высокочувствительный преобразователь гидростатического давления расположить на небольшой глубине, где существуют флуктуации давления, вызванные поверхностным волнением (см. также п. 6.3), то по параметрам этих флуктуаций можно судить о параметрах волнения. Конечно, при этом происходят искажения регистрируемого спектра волнения и практически не воспринимаются высокочастотные составляющие в спектре, однако простота и надежность подобной конструкции позволяют использовать ее в экспериментальных исследованиях, где информация о волнении является вспомогательной. При этом применяются серийные преобразователи давления типа ДДВ-5 с коррекцией нелинейности их градуировочной характеристики.

## Преобразователи скорости течения

## 8.1. Тахометрические преобразователи

Тахометрические преобразователи нашли применение практически во всех стандартных океанологических измерителях течений, предназначенных как для автономных наблюдений (БПВ, ГМ-33, АЦИТ), так и для наблюдений с заякоренного судна (ВММ, ГМ-27, ГМ-45). Их несомненным достоинством является высокая надежность, обуславливающая возможность эксплуатации в самых сложных гидрометеорологических условиях.

Преобразователи содержат вращающийся под воздействием набегающего потока чувствительный гидродинамический элемент (ротор Савониуса, крылатку, винт Архимеда, лопастный винт и т. д.) и устройство преобразования скорости вращения чувствительного элемента (ЧЭ) в электрический сигнал. Метрологические свойства преобразователей в основном обуславливаются свойствами используемого ЧЭ, поскольку дальнейшее преобразование скорости его вращения, как правило, обеспечивается устройствами, имеющими более высокую точность, чем ЧЭ.

Достаточно полный и глубокий сравнительный анализ различных типов ЧЭ выполнен в работе [93]. Для морских измерителей течений наиболее целесообразной является конструкция ЧЭ в виде четырехлопастного винта (рис. 8.1), а из различных вариантов (а, б, в) этих винтов — конструкция, у которых лопасти 1 (в) расположены на стойках 2, установленных в ступице 3. Лопасти имеют радиально-переменный шаг и двояковыпуклый сегментный профиль. Диаграмма направленности такого варианта винта является косинусной (рис. 8.1 г).

Важным параметром четырехлопастного винта является его геометрический шаг, определяемый по выражению:

$$H_n = 2\pi r_n \operatorname{tg} \varphi_n \quad (8.1)$$

где  $r_n$  — радиус лопасти;  $\varphi_n$  — угол разворота лопасти.

Геометрический шаг в основном предопределяет чувствительность преобразования  $S$ :

$$S \approx H_n (1 - S_v), \quad (8.2)$$

где  $S_v$  — так называемое скольжение, изменяющееся для разных конструкций винтов от 0,2 до 0,6.

Связь скорости вращения  $\omega_w$  и средних и больших значений скорости потока  $v_w$  практически линейна. Однако в области малых значений  $v_w$  появляется существенная нелинейность, приводящая к необходимости использования при обработке результатов укрупненного участка градуировочной характеристики, в частности это характерно для механических морских вертушек типов ВММ или

ВМС [49, 101]. В общем случае функция преобразования описывается выражением [19]

$$v_w = a\omega_w + \sqrt{b\omega_w^2 + c}, \quad (8.3)$$

где  $a$ ,  $b$  и  $c$  — коэффициенты, характеризующие свойства преобразователя.

Из выражения (8.3) нетрудно получить

$$c = v_{w0}^2,$$

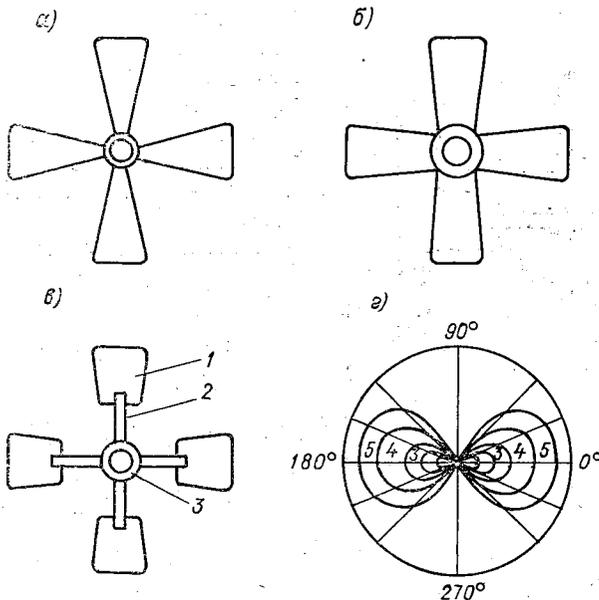


Рис. 8.1. Конструкции лопастных винтов и их диаграмма направленности.

где  $v_{w0}$  — начальная скорость потока, на которую начинает реагировать преобразователь; ее значение зависит от момента сухого трения на оси ротора, небаланса ходовой части и т. д.

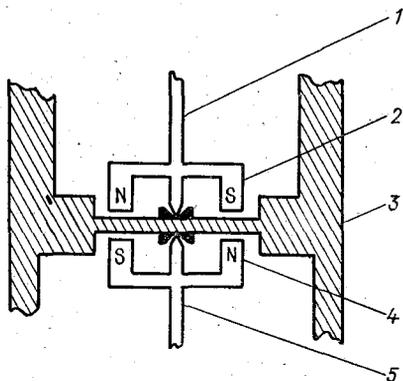
При  $v_w \gg v_{w0}$

$$v_w = (a + \sqrt{b})\omega_w,$$

т. е. функция преобразования становится практически линейной.

Устройства преобразования скорости вращения чувствительного элемента в электрический сигнал конструктивно весьма разнообразны. Их наиболее общим элементом является магнитная муфта (рис. 8.2), выполняемая обычно в виде соосных вращающихся постоянных магнитов 2 и 4, разделенных немагнитным герметизирующим корпусом 3. Магниты укреплены на осях 1 и 5, причем ось 5 связана с осью чувствительного элемента (напрямую

либо через передаточный механизм), а ось  $I$  — с располагаемым внутри корпуса собственно преобразователем. Использование магнитной передачи вращения внутрь герметичного корпуса позволяет избежать многих технологических сложностей дальнейшего преобразования. Внутри корпуса скорость вращения преобразуется в электрический сигнал оптоэлектронным путем (в приборах ГМ-27), с помощью электроконтактных устройств (ГМ-33, ГМ-45), с помощью тахогенератора [54] и другими методами [49, 93]. Применение тех либо иных методов дальнейшего преобразования, как правило, обуславливается конструктивными особенностями устройства и практически несущественно влияет на метрологические свойства преобразователя в целом. Единственно, что следует отметить — целесообразность механической разгрузки оси приемной магнитной муфты, и с этой точки зрения представляются более перспективными бесконтактные (оптоэлектронные,



бесконтактные (оптоэлектронные,

Рис. 8.2. Магнитная муфта.

магнитоэлектрические и т. д. методы преобразования).

При работе тахометрических преобразователей в динамическом режиме очень важное значение приобретает нелинейность их динамических свойств, которая заключается в различных значениях постоянной времени при реакции преобразователя на возрастание ( $\tau_{ep}$ ) и спад ( $\tau_{ет}$ ) скорости потока [19, 100]. Как правило,  $\tau_{ep} > \tau_{ет}$  и в результате при продольной пульсирующей скорости происходит завышение измеренных значений средней скорости по сравнению с действительными значениями.

Работа типичного из тахометрических преобразователей — гидрометрической вертушки — в динамическом режиме может быть описана дифференциальным уравнением [19]

$$I \frac{d\omega}{d\tau} + b\omega^2 + v_{\omega 0}^2 = (v_{\omega} - a\omega)^2 \text{sign}(v_{\omega} - a\omega), \quad (8.4)$$

где  $I$  — приведенный момент инерции ротора вертушки;  $\text{sign}(v_{\omega} - a\omega)$  — символ, равный  $+1$ , если  $v_{\omega} > a\omega$ , и  $-1$ , если  $v_{\omega} < a\omega$ .

Несмотря на то что выражение (8.4) содержит только первую производную выходного сигнала по времени, оно существенно отличается от типичного уравнения динамического звена первого порядка (см. п. 1.1). Во-первых, оно не преобразуется в типичное даже при конкретном значении символа. Действительно, например, при

$$\text{sign}(v_{\omega} - a\omega) = +1$$

получается

$$I \frac{d\omega}{dt} = v_w^2 - \left( a\omega + \sqrt{b\omega^2 + c} \right)^2, \quad (8.5)$$

т. е. изменчивость выходного сигнала пропорциональна разности квадратов входного и приведенного ко входу выходного сигнала, а не просто их разности, как в типичном случае.

Если  $\text{sign}(v_w - a\omega) = -1$ , получается более сложное выражение по сравнению с (8.5), и собственно различия между ними обуславливают разные значения  $\tau_{ep}$  и  $\tau_{et}$ , как некоторых коэффициентов пропорциональности, имеющих размерность времени (см. п. 1.1). Причем, в самом общем случае  $\tau_{ep}$  и  $\tau_{et}$  не равны const, т. е., строго говоря, не являются постоянными времени.

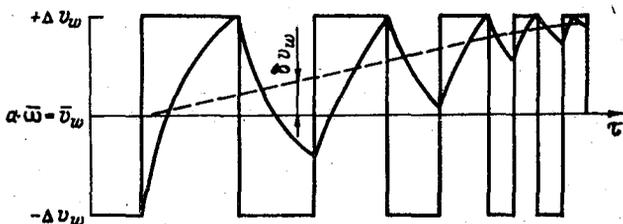


Рис. 8.3. Искажения измеряемой средней скорости при продольных пульсациях.

Характер завышения средней скорости при продольных пульсациях удобно рассмотреть на примере. Представим для наглядности пульсации в виде прямоугольных импульсов (рис. 8.3), наложенных на среднюю составляющую  $a\bar{\omega} = \bar{v}_w$ , где  $\bar{v}_w$  — средняя скорость потока, а  $\bar{\omega}$  — средняя угловая скорость вращения преобразователя. Амплитуда импульсов составляет  $\pm \Delta v_w$ . Импульсы являются симметричными. При малой частоте их следования завышение измеренных значений  $\delta \bar{v}_w < \Delta v_w$ , но с увеличением  $\delta \bar{v}_w \rightarrow \Delta v_w$ . По оценкам, выполненным в работе [100], на некоторой частоте  $f_{\text{макс}}$  измеряемая угловая скорость становится близкой  $\bar{\omega}_{\text{макс}}$ , причем

$$a\bar{\omega}_{\text{макс}} \approx \bar{v}_w + \Delta v_w. \quad (8.6)$$

Частота  $f_{\text{макс}}$  при этом оценивается как

$$f_{\text{макс}} = (2\pi\tau_{ep})^{-1} \quad (8.7)$$

и равенство (8.6) считается справедливым при  $\tau_{et}/\tau_{ep} \geq 10$ .

Более строгие оценки с использованием уравнения (8.4) выполнены в работе [19]. Показано, что относительное завышение скорости стремится к величине

$$\frac{\Delta\omega}{\bar{\omega}} \approx \frac{\sqrt{b} \Delta v_w^2}{2\sqrt{b} \bar{v}_w^2 - (a + \sqrt{b}) v_0^2} \approx \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta v_w}{\bar{v}_w} \right)^2 \quad (8.8)$$

при  $\bar{v}_w \gg v_0$ .

Дальнейшее увеличение частоты пульсаций приводит к спаду  $\bar{\omega}$  по сравнению с  $\bar{\omega}_{\max}$ , поскольку преобразователь не успевает полностью «отрабатывать» положительный полупериод пульсаций. При некотором значении  $f_{гр} \approx 10/(2\pi\tau_{ep})$  реакции преобразователя на пульсации и особенно различия в этих реакциях становятся малосущественными и можно считать  $a\bar{\omega} = \bar{v}_w$ .

При сложном характере пульсаций, который обычно встречается в реальных условиях, приращение  $\delta v_w$  оказывается случайной величиной, параметры которой зависят от вида спектра пульсаций. Математическое ожидание этой величины может рассматриваться как систематическая составляющая погрешности.

Таким образом, за счет неравенства  $\tau_{ep} > \tau_{ет}$  тахометрические преобразователи в пульсирующем потоке обеспечивают своеобразное «выпрямление» входного сигнала. Погрешность измерений в результате эффекта «выпрямления» может возрасти до 20 % средней скорости потока [100].

Кроме продольных (в направлении измеряемой средней скорости), на работу преобразователей влияют также поперечные пульсации, которые, по экспериментальным данным [93], приводят к занижению результатов по сравнению с действительными значениями. Результирующая погрешность при наличии турбулентных вихрей по сути своей является случайной. Это особенно характерно при проведении измерений в приповерхностных слоях моря при наличии волнения. Сильное влияние волнения на работу самописцев типа БПВ отмечалось в работах [72, 125].

Несомненно, что, кроме действительных пульсаций потока, такое же влияние оказывают «рыскания» преобразователя относительно направления потока. При наличии направленности ИП при этом изменяются значения продольной и поперечной составляющих скорости, воздействующие на преобразователь, что полностью эквивалентно пульсациям в потоке.

Рассмотренные особенности тахометрических ИП требуют особого внимания при анализе результатов, полученных с их помощью в приповерхностных слоях моря в условиях волнения.

Следует также отметить еще одну важную особенность использования тахометрических ИП, связанную с тем, что при исследованиях течений обычно требуется информация не только о модуле горизонтальной скорости, но и о направлении течения. В связи с этим в измерителях должны полностью согласовываться динамические свойства используемых ИП скорости и ИП направления. Эти вопросы подробно анализируются в работе [125]. Трудности такого согласования, а также трудности надежной ориентации измерителя в пространстве приводят к целесообразности использования двух тахометрических ИП с взаимно перпендикулярными осями вращения, что позволяет определять модуль скорости по значениям ортогональных составляющих. Такая конструкция применена в измерителе АЦИТТ [22].

## 8.2. Электромагнитные преобразователи

Принцип действия электромагнитных преобразователей скорости течения заключается в следующем. Если в магнитном поле с индукцией  $\mathbf{B}$  движется среда с некоторой скоростью  $\mathbf{v}$ , то в среде индуцируется электрическое поле с напряженностью  $\mathbf{E}$ . Взаимосвязь между  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{v}$  и  $\mathbf{B}$  в векторной форме выражается вторым уравнением Максвелла [32]

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial \tau + \operatorname{rot} [\mathbf{v} \times \mathbf{B}]. \quad (8.9)$$

Первое слагаемое в правой части выражает так называемый трансформаторный эффект, а второе — эффект движения. Если  $\mathbf{B} = \text{const}$ , то индуцируется «чистое» поле движения. В этом случае измерение ЭДС по нормали к плоскости расположения векторов  $\mathbf{v}$  и  $\mathbf{B}$  позволяет получать сигнал, пропорциональный  $\mathbf{v}$ .

В качестве  $\mathbf{B} = \text{const}$  может выступать постоянное магнитное поле Земли (МПЗ). Вектор  $\mathbf{B}$  может быть разложен на вертикальную  $\mathbf{B}_z$  и горизонтальную  $\mathbf{B}_D$  составляющие. Измеряемый вектор течения  $\mathbf{v}_T$  обычно горизонтален. Для измерений наибольший интерес представляет ЭДС, формируемая при взаимодействии  $\mathbf{B}_z$  и  $\mathbf{v}_T$ . Основанный на таких измерениях метод (ЭМИТ) получил широкое распространение, и для его реализации созданы специальные устройства ГМ-15, ГМ-15М [101].

Сам метод, а также приборы ГМ-15 и ГМ-15М достаточно подробно рассмотрены в специальной литературе (например, [49, 101, 131]). Отметим лишь несколько важных особенностей.

Первая особенность связана с тем, что измеряемая ЭДС является постоянной (квазипостоянной) величиной, и в качестве измерительных преобразователей должны использоваться, как правило, неполяризующиеся электроды. Для приборов ГМ-15 и ГМ-15М разработаны специальные типы электродов [49, 77] с большой поверхностью контакта и соответственно небольшим собственным активным сопротивлением. Это, естественно, совсем не означает, что другими типами электродов либо в целом конструкциями преобразователей нельзя пользоваться — единственное требование для используемых ИП заключается в малом значении собственной (гальванической) разности потенциалов между электродами. При этом целесообразно иметь возможность периодического контроля этого значения в реальных условиях эксплуатации. Например, путем выполнения измерений на взаимно противоположных курсах [101].

Вторая особенность состоит в том, что измерения в ЭМИТе выполняются с судна, которое движется не только «само по себе», но и вместе с течением. Измерительные электроды связаны с регистрирующей аппаратурой на судне кабельными линиями, значит, в этих линиях возникают ЭДС  $E_1$  и  $E_2$  (рис. 8.4), обусловленные движением в МПЗ. При базе  $L$  между электродами ЭДС  $E_2$  и  $E_1$  имеют одинаковые полярности и взаимно компенсируются, а ЭДС

$E_1'$  равна по значению и совпадает по полярности с ЭДС  $E_w$ , генерируемой в воде, т. е. в подобной ситуации практически безразлично, какая именно из ЭДС измеряется:  $E_1'$  или  $E_w$ . Конструкция ИП и схема проведения измерений от этого не зависят.

Непосредственное измерение  $E_w$  производится в случае жесткого закрепления электродов на измерительной базе, например при измерениях течений в прибрежных условиях (в проливах, каналах и т. д.). При этом все же следует отметить, что источник ЭДС  $E_w$  оказывается замкнутым на слой воды, не охваченные течением, что вызывает появление замкнутой системы циркуляционных токов [131]. В таком случае фактическое значение  $E_w$  на поверхности меньше определяемого по выражению (8.9) на зна-

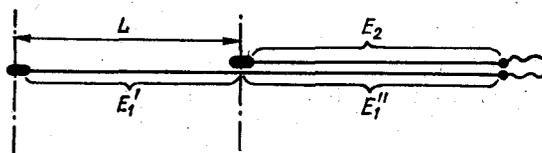


Рис. 8.4. Схема электродной цепи ЭМИТа.

чение падения напряжения на внешней части цепи. Это эффект учитывается при проведении измерений с помощью специального редуционного коэффициента [101].

На результаты измерений в ЭМИТе большое влияние оказывает волнение на поверхности моря, приводящее к короткопериодным флуктуациям сигнала. Флуктуации вызываются как взаимодействием волн с МПЗ (см. п. 7.3), так и вертикальными перемещениями кабеля с электродами [88] и их амплитуда обычно сравнима с измеряемым значением  $E_w$ . Согласно стандартной методике [101], такая флуктуирующая запись осредняется, и полученное среднее значение считается равным  $E_w$ .

При невыполнении условия  $\mathbf{V} = \text{const}$ , например, в период геомагнитной активности, измеряемый сигнал в соответствии с выражением (8.9) содержит дополнительную составляющую, обусловленную «трансформаторным» эффектом. Это можно расценивать как возрастание погрешности измерений, поскольку выделение этой составляющей и ее коррекция в настоящее время представляются чрезвычайно трудными [136].

В последние годы проявляется значительный интерес к использованию электромагнитного метода для регистрации знакопеременных течений, связанных с длиннопериодными волнами [13, 136], особенно при наличии ветрового волнения на поверхности моря, затрудняющего измерения другими методами. В таких условиях длиннопериодная волна, несмотря на ее малую амплитуду по сравнению с ветровыми волнами, проявляется на записи  $E_2$  как преобладающая (рис. 8.5). Приведенная запись получена

в экспериментах, выполненных на входе в бухту Дальние Зеленцы (Баренцево море). Измерительные электроды располагались на дне, при глубине примерно 20 м; кабельная линия связи с береговой лабораторией также была проложена по дну бухты. Однако из-за возможности проявления «трансформаторного эффекта» интерпретация таких данных всегда требует большой осторожности.

Переменные магнитные поля, вызывающие «трансформаторный эффект» при измерении течений, преимущественно связаны с электрическими процессами в ионосфере, которые в свою очередь порождаются корпускулярным излучением Солнца. Ионосферные электромагнитные поля проходят сквозь толщу атмосферы, подчиняясь законам распространения плоских (ТЕМ) волн в соот-

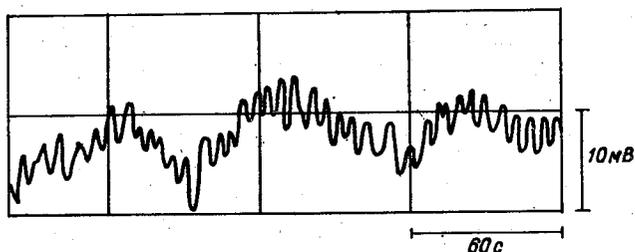


Рис. 8.5. Фрагмент записи знакопеременных течений, связанных с длиннопериодными волнами.

ветствии с моделью Тихонова—Каньяра [136], и формируют теллурические токи в море [133]. Амплитуда теллурических токов обратно пропорциональна глубине моря. Векторы  $E$  и  $H$  электромагнитного поля, обуславливающие формирование токов, при отсутствии аномалий электрической проводимости, располагаются, как правило, в горизонтальной плоскости. В прибрежной зоне, на границах раздела водных масс и в других районах с сильными изменениями электрической проводимости ориентация векторов отличается от горизонтальной.

Напряженность электрического поля теллурических токов может варьировать в довольно широких пределах [133]: от 0,001 до 0,1 мВ/м — и зависит как от периодов магнитных вариаций в ионосфере, так и от их интенсивности, связанной с солнечной активностью. В период сильных электромагнитных бурь напряженность может возрастать до 0,4 мВ/м.

Регистрируемая с помощью ЭМИТа напряженность электрического поля, как правило, не превышает 0,1 мВ/м ( $< 10$  мВ на базе 100 м), т. е. оказывается сравнимой с напряженностью поля теллурических токов, и это чрезвычайно ограничивает возможности метода.

Наиболее целесообразным способом повышения корректности измерений ЭМИТом, по-видимому, является одновременный

контроль напряженности магнитного поля и его вариаций над поверхностью моря. Известно (например, [74]), что собственные магнитные поля гидродинамических источников сильно затухают с удалением от поверхности. Тем самым при измерениях в воздухе обеспечивается контроль преимущественно за ионосферными магнитными вариациями. На обычных судах подобный контроль, правда, затруднителен из-за влияния собственных магнитных полей судна, но для прибрежных условий вполне реален при низкой электрической активности в атмосфере [118].

В качестве магнитного поля, возбуждающего в движущейся морской воде электрическое поле  $E$  в соответствии с выражением (8.9), может выступать не только магнитное поле Земли, но и специально сформированное в локальном объеме постоянное  $B = B_0$  либо переменное  $B = B_0 \sin \omega t$  поле. Значение напряженности (либо индукции) такого поля может быть жестко задано, и в таком случае

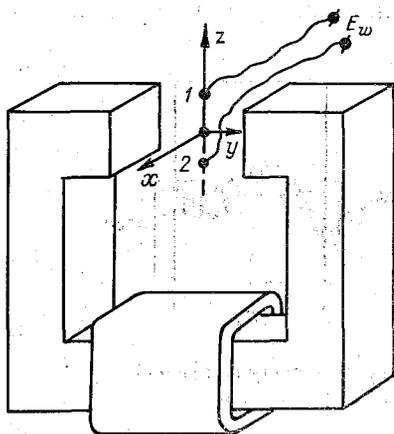


Рис. 8.6. Принцип действия преобразователя скорости со специальным источником магнитного поля.

практически устраняются все проблемы, рассмотренные выше. На этом принципе создан ряд весьма перспективных преобразователей [100], получивших в последнее время распространение в океанологической измерительной технике.

В простейшем случае преобразователь подобного типа содержит полузамкнутый магнитопровод с катушкой возбуждения (рис. 8.6), между торцами которого обеспечивается свободный проток жидкости, например с помощью направляющей диэлектрической трубки (на рисунке не показана). Направление движения жидкости совпадает с осью  $x$ . При синусоидальном токе возбуждения, подаваемом на катушку, в движущейся жидкости между торцами магнитопровода возникает однородное магнитное поле с индукцией  $B = B_0 \sin \omega t$ . Направление действия поля совпадает с осью  $y$ . В такой ситуации в жидкости по оси  $z$  возбуждается электрическое поле с некоторой разностью потенциалов  $\Delta\phi$  между точками 1 и 2. Решение уравнения (8.9) для рассмотренных условий приводит к выражению [100]

$$\Delta\phi = S dB/dt - B_0 Lv \sin \omega t + F, \quad (8.10)$$

где  $S$  — площадь контура, расположенного по нормали к магнитному полю (эквивалентной «петли»);  $L$  — расстояние между эле-

тромами;  $v$  — скорость движения жидкости;  $F$  — электрические шумы преобразователя.

Поскольку база  $L$  обычно мала; то второй член в выражении (8.10), несущий информацию о скорости  $v$ , сравним с остальными двумя членами. Это приводит к ряду специфических требований к преобразователю.

Уменьшение первого члена, отображающего «трансформаторный эффект», возможно только за счет снижения частоты  $\omega$ . Действительно, поскольку  $dB/d\tau = \omega B_0 \cos \omega t$ , то частота здесь является множителем. В предельном случае это приводит к использованию постоянного магнита, однако при этом возрастает  $F$  и усложняются проблемы, связанные с измерением  $\Delta\phi$ .

Возрастание  $F$  преимущественно связано с применяемыми измерительными электродами, располагаемыми в точках 1 и 2 (см. рис. 8.6). Могут применяться как обычные металлические электроды, так и не-

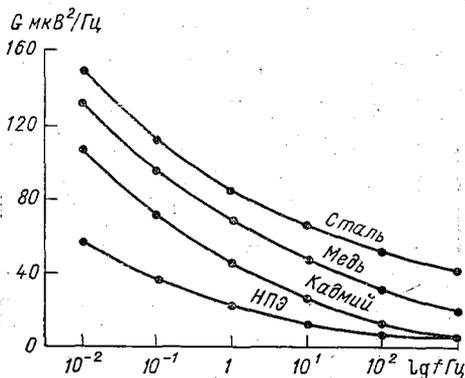


Рис. 8.7. Уровень помех измерительных электродов различных типов (НПЭ — неполяризующиеся электроды).

поляризующиеся. Спектральные характеристики электродных помех (рис. 8.7) рассматриваются, например, в работе [24]. Для всех типов электродов уровень помех падает с увеличением частоты. Тем самым становится необходимым некоторый разумный компромисс в выборе частоты магнитного поля, при котором достаточно малы как трансформаторный эффект, так и шумы электродов.

Диапазон используемых частот обычно не выходит за пределы 10—100 Гц. Учитывая, что поле трансформаторного эффекта при стабильных значениях  $\omega$ ,  $B_0$  и  $S$  может быть, в принципе, скомпенсировано в измерительной схеме, зачастую более целесообразно использовать повышенное значение частоты.

Наиболее надежная компенсация осуществляется путем использования очевидного факта, непосредственно следующего из выражения (8.10) и заключающегося в том, что ЭДС за счет трансформаторного эффекта сдвинута по фазе относительно ЭДС поля движения» на угол  $\frac{\pi}{2}$  (в первом члене содержится  $\cos \omega t$ , во втором —  $\sin \omega t$ ). Тем самым вполне реально разделить их на выходе преобразователя, например, с помощью фазочувствительных усилителей [73] либо с помощью специальной компенсационной обмотки  $W_k$  (рис. 8.8).

ЭДС, возбуждаемая в обмотке  $W_K$ , определяется выражением

$$U_K = -W_K S_K \omega B_0 \cos \omega t, \quad (8.11)$$

где  $S_K$  — площадь сечения обмотки;  $W_K$  — количество витков.

Значение  $U_K$  совпадает по фазе с ЭДС на электродах, обусловленной трансформаторным эффектом, и результирующий сигнал на выходе преобразователя при соответствующем подключении обмотки может быть представлен в виде

$$U_{\text{вых}} = (S - S_K W_K R/R_0) \omega B_0 \cos \omega t - B_0 L \nu \sin \omega t + F.$$

Таким образом, регулировкой соотношения  $R/R_0$  можно свести

к нулю значение выражения в круглых скобках и тем самым избавиться от влияния трансформаторного эффекта.

Выбор электродов для преобразователей обуслов-

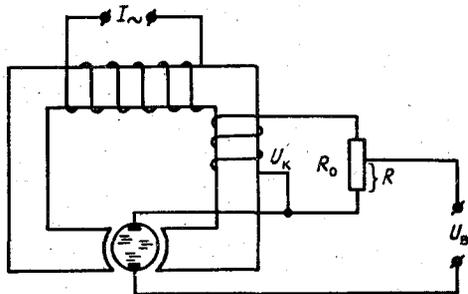


Рис. 8.8. Преобразователь с компенсационной обмоткой.

ливается стремлением снизить уровень помех и конструктивными соображениями. Наиболее легко реализуются электроды в виде металлических площадок, контактирующих с водой. При этом наибольшей стабильностью обладают электроды из кадмия и платины [24]. Важны также размеры площадок: с уменьшением размеров сильнее начинают сказываться специфические эффекты взаимодействия движущейся жидкости с двойным слоем (см. п. 8.4) обуславливающие в данном случае возникновение дополнительных электродных шумов. Неполаризующиеся электроды конструктивно намного сложнее, однако, как следует из спектральных характеристик (см. рис. 8.7) их применение в диапазоне частот 10–100 Гц более целесообразно. Но поскольку размеры таких электродов довольно велики, то, по-видимому представляет интерес использование специальных конструкций, где подключение к точкам измерения потенциалов производится с помощью диэлектрических трубок, заполненных морской водой либо специальным электролитом, а контроль собственных шумов осуществляется благодаря использованию гидроключа [136].

В реальных конструкциях преобразователей не всегда оправдано выполнение магнитопровода полужамкнутым и стремление создать однородное магнитное поле. Конечно, подобные конструкции легко рассчитываются и это создает большие преимущества при проектировании. Однако при этом требуется тщательная взаимная ориентация преобразователя и потока жидкости по дву-

координатам, что при измерениях *in situ* является непростой задачей. В связи с этим в океанологических устройствах большее применение находят преобразователи с незамкнутым магнитопроводом, в частности, выполненные в виде катушки с прямолинейным ферромагнитным сердечником. Располагая в цилиндрическом корпусе 1 прибора (рис. 8.9) две таких катушки 4 и 6 с сердечниками 2 и 7, разделенные ферромагнитным экраном 5, удается получить преобразователь, разность по-

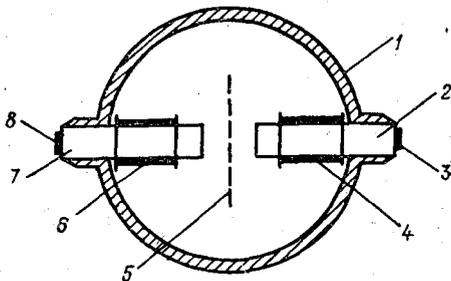


Рис. 8.9. Конструкция преобразователя с двумя катушками возбуждения.

тенциалов в котором можно снимать с торцевых электродов 3 и 8. При этом, естественно, ток возбуждения в катушки 4 и 6 должен подаваться в противофазе. Подобная конструкция преобразователя применена в приборе СТ/3 фирмы — Инвайрментал Эквипмент Дивижн» (Environmental Equipment Division) [157]. Торцевые электроды выполнены в виде пластинок из платины. В диапазоне скоростей 0,03—3 м/с преобразователь обеспечивает погрешность не хуже  $\pm 1,5$  см/с.

### 8.3. Акустические преобразователи

Использование звуковых и ультразвуковых колебаний для измерения скорости движения жидкости распространено довольно широко. Основой принципа измерений при этом является эффект «сноса» движущейся жидкостью возбужденных в ней колебаний. Простейшим случаем использования такого эффекта можно считать устройства, основанные на создании в жидкости ультразвуковой кавитационной «метки» и измерении времени прохождения этой меткой заданного расстояния [67]. Для регистрации метки используется пара пьезопреобразователей, работающих в непрерывном режиме и расположенных на конце мерного участка. Оси преобразователей направлены по нормали к вектору скорости движения жидкости. Поскольку кавитационная метка представляет собой полость, заполненную паровоздушной смесью, то она является эффективным рассеивателем. Ее появление в зоне действия пары преобразователей сопровождается резким изменением интенсивности принимаемого сигнала.

Оригинальный принцип с использованием звуковых колебаний реализован в расходомерах серии 700 фирмы «Брукс» (Brucks). Здесь исходное возмущение в потоке жидкости создается прямоугольной пластиной. Как известно, за подобным обтекаемым

жидкостью телом создаются вихри, частота срыва которых пропорциональна скорости. Пара пьезопреобразователей, оси которых направлены по нормали к потоку, расположены в области прохождения сорванных вихрей. Преобразователи работают в непрерывном режиме. Прохождение вихрей через зону их действия сопровождается модуляцией принимаемого сигнала, при этом частота модуляции соответствует частоте срыва вихрей с пластины [75].

Принцип измерений, основанный на регистрации возмущений в потоке, создаваемых обтекаемым телом, используется также в измерителях морских течений серий 560—SSD и 561—SSDX, разработанных фирмой «Оушеанографии интернейшнл» (Oceanography international). Этот принцип получил название шумового

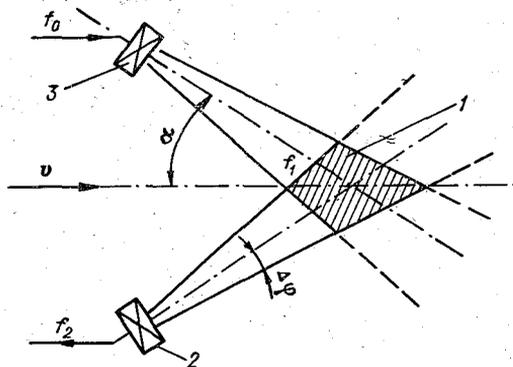


Рис. 8.10. Доплеровский преобразователь скорости течения.

адаптера. Пьезопреобразователь используется здесь в пассивном режиме, воспринимая изменения акустического давления у обтекаемого тела, связанные с турбулентными пульсациями в потоке. Погрешность подобных измерителей довольно велика и составляет  $\pm 10\%$  [75].

Хотя рассмотренные конструкции представляются весьма оригинальными и интересными, они не получили широкого распространения. В экспериментальных океанологических разработках значительно чаще используются конструкции, основанные на эффекте Доплера [93]. В доплеровских измерителях скорости пьезопреобразователь 3 (рис. 8.10) является передающим. Он обеспечивает излучение колебаний с частотой  $f_0$ , соответствующей частоте подаваемого переменного напряжения. Ось диаграммы направленности преобразователя расположена под некоторым углом  $\alpha$  к направлению вектора скорости движения воды  $v$ . Движущаяся реальная жидкость, как правило, содержит элементарные рассеиватели — пузырьки нерастворенных газов, механические включения, а также микромасштабные турбулентные возмущения. Эти рассеиватели можно рассматривать как источник вторичных колебаний. Поскольку рассеиватели движутся вместе

Таком образом, выходящий сигнал доплеровских преобразователей является практически линейной функцией скорости  $v$ . При этом очень важным положительным фактором, предопределившим широкий интерес к ним, является то, что формирующая выходной сигнал область среды удалена от преобразователей, т. е. поток в этой области не искажен влиянием обтекающая конструктивных элементов устройства.

Метрологические свойства измерительных устройств, содержащих доплеровские преобразователи, в значительной мере зависят от того, насколько точно в них учтено влияние изменений скорости звука  $c_{ср}$  и флюктуаций угла  $\alpha$ , а также насколько качественно выполнено выделение центральной частоты  $f_{ц}$  воспринимаемого спектра частот.

$$2 \Delta f_{ц} = \frac{2f_0}{c_{ср}} v \left[ \cos \left( \alpha - \frac{\Delta \varphi}{2} \right) - \cos \left( \alpha + \frac{\Delta \varphi}{2} \right) \right] = \frac{4f_0}{c_{ср}} v \sin \frac{\Delta \varphi}{2} \sin \alpha \approx \frac{2f_0}{c_{ср}} v \Delta \varphi \sin \alpha. \quad (8.15)$$

Использованное приближение в большинстве случаев достаточно уместно, поскольку при реальных  $v$  величина  $\frac{c_{ср}}{v} \cos \alpha \ll 1$ . Практически приемным преобразователем  $2$  воспринимаются не конкретная частота  $f_2$ , а спектр частот, обусловленный конечными значениями ширины диаграмм направленности обоих преобразователей. Ширина доплеровского спектра при этом равна

$$f_{ц} = f_0 - f_2 = 2f_0 (v/c_{ср}) \cos \alpha \left( 1 + \frac{c_{ср}}{v} \cos \alpha \right) \approx (2f_0/c_{ср}) v \cos \alpha. \quad (8.14)$$

Доплеровский сдвиг частоты в таком случае (без учета ширины диаграмм) составит

$$f_2 = f_1 \left[ 1 - (v/c_{ср}) \cos \alpha \right] \cos \alpha \left[ 1 + (v/c_{ср}) \cos \alpha \right] \approx f_1 \left[ 1 - (v/c_{ср}) \cos \alpha \right]. \quad (8.13)$$

Приемный преобразователь  $2$ , у которого ось диаграммы направленности также расположена под углом  $\alpha$  к вектору  $v$ , воспринимает вторичные колебания из области  $l$  среды. Частота воспринимаемых колебаний  $f_2$  получается следующей:

$$f_1 = f_0 \left[ 1 - (v/c_{ср}) \cos \alpha \right], \quad (8.12)$$

где  $c_{ср}$  — скорость звука.

с жидкостью, частота вторичных колебаний  $f_1$  в соответствии с эффектом Доплера окажется равной (без учета ширины диаграммы направленности)

Оценим влияние изменчивости  $c_{ab}$  и  $\alpha$  на выходной сигнал. Из выражения (8.14) следует

$$df/d\pi = 2f_0 \left( \frac{c_{ab}}{\cos \alpha} dv - \frac{c_{ab}}{v \sin \alpha} da - \frac{c_{ab}}{v \cos \alpha} \frac{dc_{ab}}{c_{ab}} \right) \quad (8.16)$$

Здесь влияние члена, содержащего изменчивость  $d_{c_{ab}}$ , существенно меньше по сравнению с членом, содержащим  $dv$ . Однако для реальных условий измерений в морской воде  $d_{c_{ab}} \gg dv$ , и соответственно эти члены оказываются сравнимыми. Это требует дополнительной информации о реальном значении  $c_{ab}$  в области измерений, если поставленные метрологические требования достаточно высоки.

Изменяемость  $d_{\alpha}$  связана не только с деформационными свойствами конструкции (например, с ее температурными деформациями), но и с неравномерностью распределения рассеивателей в охватываемом объеме и с нарушением условия их гомогенности. Кроме того, следует отметить, что выражение (8.16) упрощено. В более точном рассмотрении, очевидно, необходимо учитывать изменение угла  $\alpha$ , обусловленную флюктуациями вектора  $v$  по отношению к осям диаграмм направленности пьезопреобразователей (рис. 8.10).

Расчетный вариант расположения пьезопреобразователей не является единственно возможным. Ряд специфических вариантов конструкции рассматривается в работе [93], где выполнен их сравнительный анализ.

Следует отметить еще одну важную особенность донперовских измерителей — их очень малый КПД преобразования (отношение энергии принимаемых ультразвуковых колебаний к энергии возбуждения). Это обуславливает довольно низкое значение соотношения сигнал/шум, что требует использования больших мощностей возбуждения, а также учета реальных значений коэффициентов и индикатрис когерентного и некогерентного рассеяния ультразвука на горизонте измерений [93].

Кроме донперовских, в практике экспериментальных исследований получают распространение временные преобразователи скорости и фазовые акустические преобразователи скорости. Во временных преобразователях выявляются различия во времени распространения ультразвукового импульса на заданной газе  $L$  по направлению движения жидкости и против нее (рис. 8.11 а).

Время распространения по направлению движения

$$t_1 = L/(c_{ab} + v), \quad (8.17)$$

против движения

$$t_2 = L/(c_{ab} - v). \quad (8.18)$$

Разность этих величин

$$\Delta t = t_2 - t_1 = (2Lv/c_{ab}^2) (1 - v^2/c_{ab}^2)^{-1} \approx 2Lv/c_{ab}^2 \quad (8.19)$$

является практически линейной функцией скорости движения  $v$ .

Расположение пьезопреобразователей 1 и 2 непосредственно в исследуемом потоке приводит к искажениям характеристик этого потока и соответственно к появлению дополнительных методических погрешностей. Более целесообразно располагать оси пьезопреобразователей под некоторым углом  $\alpha$  к вектору  $v$

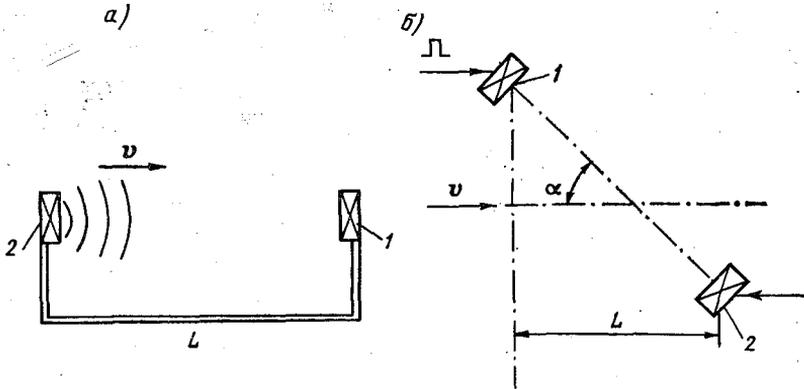


Рис. 8.11. Акустические преобразователи скорости временного типа.

(рис. 8.11 б). В этом случае выражения для  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и  $\Delta\tau$  будут следующими:

$$\tau_1 = L / (c_{зв} + v \sin \alpha) \cos \alpha \approx L [1 - (v/c_{зв}) \sin \alpha] / (c_{зв} \cos \alpha),$$

$$\tau_2 = L / (c_{зв} - v \sin \alpha) \cos \alpha \approx (L/c_{зв} \cos \alpha) \left(1 + \frac{v}{c_{зв}} \sin \alpha\right),$$

$$\Delta\tau \approx 2Lv \operatorname{tg} \alpha / c_{зв}. \quad (8.20)$$

Из выражений (8.19) и (8.20) следует, что выходной сигнал, как и у доплеровских преобразователей, является функцией не только  $v$ , но и реальной скорости звука  $c_{зв}$  на горизонте наблюдений.

Существенным преимуществом по сравнению с временными обладают частотно-временные преобразователи. В них каждый из промежутков времени как бы замыкается в «кольцо» — принятый сигнал практически без задержек формирует новый импульс возбуждения. В таком случае частоты следования импульсов по направлению движения и против него оказываются следующими (при наклонной базе):

$$\begin{aligned} f_1 &= \tau_1^{-1} = (c_{зв} + v \sin \alpha) \cos \alpha / L, \\ f_2 &= \tau_2^{-1} = (c_{зв} - v \sin \alpha) \cos \alpha / L. \end{aligned} \quad (8.21)$$

При этом разность частот

$$\Delta F = f_1 - f_2 = v \sin 2\alpha / L \quad (8.22)$$

не зависит от  $c_{зв}$ . Однако практическая реализация частотно-временного принципа наталкивается на чисто техническую трудность — невозможность одновременного формирования частот  $f_1$  и  $f_2$  на одной и той же базе  $L$ . Это приводит к необходимости либо пространственного разнесения баз, либо временного разделения циклов формирования частот  $f_1$  и  $f_2$ . И в том и в другом варианте могут появляться различия в значениях  $c_{зв}$  (между базами или между циклами), что все же приведет к зависимости  $\Delta F$  от  $c_{зв}$ , хотя и существенно ослабленной по сравнению с  $\Delta\tau(c_{зв})$ .

Фазовые акустические преобразователи отличаются от временных тем, что в них пьезопреобразователи 1 и 2 (рис. 8.11) работают в непрерывном режиме, излучая частоты  $f_1$  и  $f_2$  и одновременно принимают частоты «соседа». В результате на каждом пьезопреобразователе формируется переменное напряжение, содержащее частоты  $f_1$  и  $f_2$  с соответствующими фазовыми сдвигами:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_{m1} \cos 2\pi f_1 \tau + k_1 U_{m2} \cos [2\pi f_2 (\tau + \tau_2)], \\ U_2 &= U_{m2} \cos 2\pi f_2 \tau + k_2 U_{m1} \cos [2\pi f_1 (\tau + \tau_1)], \end{aligned} \quad (8.23)$$

где значения  $\tau_1$  и  $\tau_2$  соответствуют выражениям (8.17) и (8.18) а коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  характеризуют затухание сигналов при их распространении от одного пьезопреобразователя к другому.

Последующая обработка сигналов  $U_1$  и  $U_2$  позволяет выделить разность фазовых сдвигов, которая будет пропорциональной скорости течения. Как и во временных преобразователях, здесь в результате выходящей зависимости выходного сигнала от  $v$ , естественно содержится  $c_{зв}$ . Это приводит к необходимости учета в реальных конструкциях изменчивости  $dc_{зв}$ , что значительно усложняет схемные и конструктивные решения. Подробно фазовые преобразователи на описанном принципе рассмотрены в работе [93].

Такие фазовые преобразователи могут быть названы однобазовыми. Возможность их реализации создается благодаря исползованию в схеме двух существенно различающихся частот  $f_1$  и  $f_2$ . Это не единственная возможность реализации. В работе [67] анализируются фазовые преобразователи, работающие на одной и той же частоте, но на двух разных базах, наклоненных по отношению к вектору скорости потока. Это создает определенные преимущества при обработке сигналов.

Реально достигаемая погрешность на современном уровне акустических преобразователей рассмотренного типа близка к погрешности тахометрических преобразователей.

Следует отметить весьма важную особенность временных, частотно-временных и фазовых преобразователей, имеющих наклонные базы по отношению к вектору  $v$ , — интегральный характер их информации. При наличии изменчивости  $v(z)$  в направлении нормали  $z$  к вектору  $v$  выходной сигнал преобразователей, не

пример  $\Delta F(v)$ , очевидно, оказывается следующей функцией распределения  $v(z)$ :

$$\Delta F(v) = \frac{1}{L \sin \alpha} \int_{z_1}^{z_2} v(z) dz, \quad (8.24)$$

где  $z_1$  и  $z_2$  — уровни расположения пьезопреобразователей.

Такая особенность может находить широкое применение, в частности, при наблюдениях в приповерхностном слое, когда необходимо измерять постоянные составляющие потоков на фоне волновой циркуляции.

#### 8.4. Специализированные преобразователи скорости течения

При разработке приборов для экспериментального изучения ряда задач, связанных с течениями, находят применение некоторые специализированные типы преобразователей, обладающие в этих случаях определенными преимуществами по сравнению с рассмотренными выше. Для измерений средних значений скорости применимы преобразователи метода «меток», имеющие линейные динамические свойства, высокую разрешающую способность и значительно более простую конструкцию по сравнению, например, с тахометрическими (п. 8.1). Турбулентные пульсации скорости как в натуральных, так и в лабораторных условиях удобно исследовать с помощью термогидрометрических ИП благодаря малым значениям их постоянных времени. Такого типа ИП нашли применение в ряде отечественных глубоководных турбулиметров [49]. Для измерения сверхмалых скоростей течения ( $<1$  см/с), измерений в пограничном слое при исследовании вопросов обтекания, а также пульсаций скорости представляются весьма перспективными интенсивно разрабатываемые в последнее время электрохимические преобразователи.

**Преобразователи метода «меток».** Если в движущуюся среду в заданной точке вносится некоторая аномалия физических свойств, которую собственно и принято называть меткой, то промежуток времени, за который метка проходит определенное расстояние, позволяет судить о скорости движения, т. е. принцип меток по своей сущности весьма прост и давно известен в океанологической технике. Чрезвычайно широкое применение в качестве меток получили поплавки различного типа, а также пятна взвешенного красителя [49]. Регистрация положения таких меток в море производится преимущественно методами аэрофото съемки.

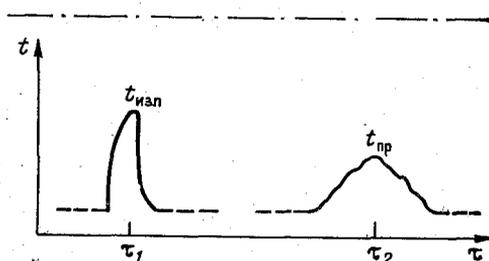
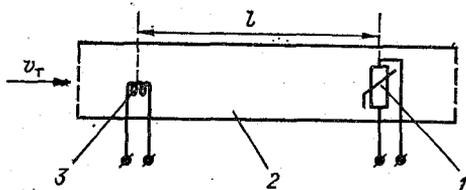
Тот же принцип находит применение и в приборах для локальных измерений скорости течения на малой базе. При этом, естественно, изменяются размеры используемых меток, а также технические приемы их создания в потоке воды. Существенно усиливаются также требования к гидродинамической пассивности создаваемых меток по отношению к исследуемой среде.

Наиболее целесообразными видами метки в локальных измерителях являются тепловая и радиоактивная.

Тепловая метка вносится в поток с помощью импульсного источника тепла 3 (рис. 8.12), выполненного, например, в виде нихромовой нити, подсоединенной к источнику тока. Обтекание нити потоком приводит к локальному нагреву воды. Через некоторое время  $\tau_T = l/v_T$  нагретая область воды достигает преобразователя температуры 1, расположенного на расстоянии  $l$  от источника. При фиксированном  $l$  величина  $\tau_T$  зависит только от скорости потока  $v_T$ .

Несомненно, метод может успешно быть реализован лишь

в том случае, если источник и приемник располагаются строго по направлению потока. Поэтому наиболее целесообразно их закрепление внутри направляющей трубки 2, обеспечивающей требуемую ориентацию.



Сигналом измерительной информации может являться либо непосредственно промежуток времени  $\tau_T$ , либо частота следования меток,

Рис. 8.12. Преобразователь с тепловыми «метками».

если каждая очередная метка формируется в момент приема предыдущей.

На характеристики преобразования в рассмотренной конструкции существенное влияние оказывают значения постоянных времени источника тепла и приемного преобразователя температуры, а также диффузия метки в потоке. При прямоугольной форме импульса тока излучаемый импульс тепла  $t_{изл}$  (см. рис. 8.12) вследствие инерционности источника получается искаженным. Дальнейшее движение метки приводит к ее «размазыванию» в потоке из-за диффузии, и принятый импульс  $t_{пр}$  становится весьма сглаженным. Из-за изменчивости процесса диффузии в реальных условиях форма импульса  $t_{пр}$  может значительно варьировать — это создает определенные трудности фиксации момента приема. В простых лабораторных устройствах, применимых, например, для проведения исследований в гидравлических лотках, отмеченные особенности легко учитываются путем синхронной записи обоих импульсов с их истинной формой и последующей обработки этой записи. Тем более что обработка формы принятого импульса

позволяет судить о характере диффузии, т. е. дает дополнительную информацию о свойствах потока.

Поскольку для рассмотренного преобразователя информативными свойствами обладают лишь приращения температуры, то несомненно, что приемный чувствительный элемент (ИП температуры) должен здесь использоваться в дифференциальном варианте, т. е. в сочетании с аналогичным ЧЭ, находящимся в потоке, но имеющим значительно большую постоянную времени либо находящимся в невозмущенной зоне. Такая конструкция позволяет выделить «чистые» импульсы, избавившись от естественной изменчивости температуры потока.

В гидрологических исследованиях [19] нашли применение измерители расходов, где регистрация метки производится двумя приемными ЧЭ, расположенными на фиксированном расстоянии друг от друга. При этом оба принятых сигнала оказываются размазанными. Регистрация сигналов производится непрерывно, а скорость течения определяется с учетом полных энергий принятых меток

$$E_{\Pi} = \int_{\tau_1}^{\tau_2} F(\tau) d\tau,$$

где  $\tau_1$  и  $\tau_2$  — моменты начала и конца принятой метки;  $F(\tau)$  — функция распределения интенсивности сигнала при приеме.

Этот прием позволяет снизить погрешность за счет размазывания, т. е. обусловленную неточностью определения момента прохождения меткой приемного ЧЭ.

При стремлении полностью автоматизировать процесс измерений, например для условий *in situ*, определение момента прохождения меткой приемного ЧЭ целесообразно осуществлять путем предварительного формирования импульса прямоугольной формы из принятого размазанного импульса и последующим выделением одного из фронтов. Несомненно, при этом из-за вариаций формы исходного импульса, связанных с диффузией, возрастает случайная погрешность определения момента прохождения и соответственно случайная погрешность определения скорости. Уменьшения этой погрешности можно добиться осреднением ряда последовательных результатов определений.

Радиоактивная метка создается в потоке путем его облучения от источника с изотопом кобальта ( $\text{Co}^{60}$ ) либо стронция ( $\text{Sr}^{90}$ ). Как и в предыдущем случае, облучение должно быть импульсным — это обычно обеспечивается электромеханическим устройством, в частности с помощью двигателя с обтюратором [14]. Для приема метки используются газоразрядные счетчики. Схематично конструкция преобразователя эквивалентна рассмотренной выше, причем облучение производится через отверстие в трубке, периодически перекрываемое обтюратором.

Наличие электромеханических узлов обуславливает невысокую перспективность подобного преобразователя для измерений

in situ, особенно в автономном режиме, когда ограничено энергопотребление. Тем не менее радиоактивные измерители течений за рубежом с успехом использовались для океанологических исследований [49].

В последнее время проявляется большой интерес к преобразователям с электрохимическими метками [43, 66], позволяющим производить измерения в пограничном слое, не внося практически никаких искажений в поток. Способы создания подобных меток и их регистрации рассмотрены ниже.

**Термогидрометрические преобразователи** находят применение преимущественно для определения параметров турбулентного потока путем измерений пульсаций скорости в широком диапазоне частот. Это обусловлено их динамическими свойствами. У применяемых термогидрометров значение постоянной времени может быть уменьшено до  $10^{-2}$  с, что позволяет производить измерения в области частот пульсаций до  $10^2$  Гц при соответствующих условиях эксплуатации.

Принцип действия типичного термогидрометрического преобразователя (ТГП) заключается в следующем. Если в движущуюся среду, имеющую температуру  $t_w$ , поместить ИП температуры, нагретый до температуры  $t_T$ , причем  $t_T \gg t_w$ , то поток тепла от преобразователя к среде будет зависеть не только от разности ( $t_T - t_w$ ), но и от скорости движения среды  $v_T$ . В результате оттока тепла температура преобразователя при заданном и постоянном значении его подогрева будет уменьшаться пропорционально  $v_T$ . Такое уменьшение  $\Delta t_T$  может служить сигналом измерительной информации о значении  $v_T$ . Подобный режим использования термогидрометров может рассматриваться как режим постоянства тока ТГП. Дело в том, что подогрев ТГП наиболее целесообразно обеспечивать за счет прохождения электрического тока нагрева  $I_T$  через подогревный элемент с сопротивлением  $R_T$ , в таком случае при  $I_T = \text{const}$  и  $R_T = \text{const}$  выделяемая в ТГП тепловая мощность  $Q_T = I_T^2 R_T$  оказывается постоянной.

Кроме режима  $I_T = \text{const}$ , термогидрометры могут использоваться в режиме постоянства температуры:  $t_T = \text{const}$ . При этом варьирующей величиной, пропорциональной  $v_T$ , является выделяемая мощность  $Q_T$ , а при  $R_T = \text{const}$  соответственно ток нагрева  $I_T$ .

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 (гл. 2), причем преимущественное распространение получило использование проволочных и полупроводниковых терморезисторов (ПТР и ППТР).

Различают термогидрометры прямого и косвенного нагрева. При прямом нагреве ПТР либо ППТР используют в качестве ТГП без каких-либо конструктивных дополнений. Выделение требуе-

мой тепловой мощности  $Q_T$  в этом случае обеспечивается за счет прохождения тока через ПТР (ППТР), существенно увеличенного по сравнению с измерительным током в режиме использования ПТР (ППТР) как преобразователей температуры (см. п. 2.1).

Термогидрометры косвенного нагрева (рис. 8.13) содержат самостоятельную цепь с сопротивлением, выполненным, например, в виде нихромовой проволоки, которая при прохождении по ней тока  $I_T$  обеспечивает выделение требуемой тепловой мощности в объеме ТГП. При косвенном нагреве в качестве основы ТГП могут применяться термопары (рис. 8.13 а), типичные ППТР

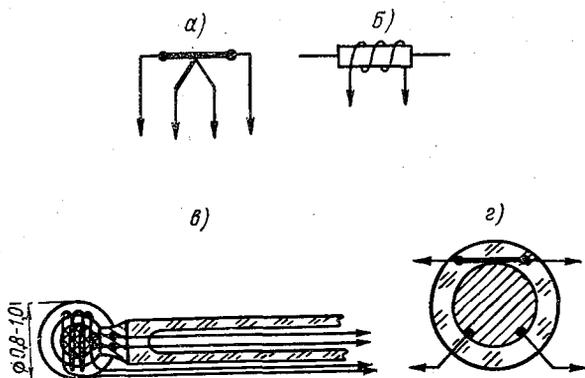


Рис. 8.13. Термогидрометры косвенного нагрева.

в виде цилиндрических (б) и бусиновых (в) конструкций, а также специальные микро-ППТР с нитью подогрева, вмонтированной в их корпус (г), например типа МТП-57.

В любом варианте конструкции, предназначенной для измерений в воде, в отличие от термоанемометрических преобразователей (например, [20]), ТГП должен электрически изолирован от воды с целью исключения шунтирования. Это требует либо применения диэлектрических покрытий (лаковых, эмалевых, эпоксидных и т. д.), либо помещением ТГП в дополнительный защитный корпус, аналогичный корпусам термопреобразователей (см. п. 2.1). 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. Во-вторых, при обычном диэлектрическом покрытии ТГП оказываются незащищенными от гидростатического давления, а как отмечалось в п. 2.1, при воздействии давления характеристики ПТР и ППТР могут существенно изменяться (объемный тензоэффект). В связи с этим при обычных диэлектрических покрытиях ТГП могут использоваться только в приповерхностных слоях моря.

Расположение ТГП в защитном корпусе, несомненно, намного надежнее, однако при этом значительно возрастает постоянная времени и измерения ограничиваются частотным диапазоном, обычно не превышающим единицы, в лучшем случае — десятки герц.

Уравнение теплового баланса термогидрометрического преобразователя прямого нагрева на основе ПТР, расположенного в движущейся среде, записывается в следующем виде [19]:

$$I_T^2 R_t = (R_t - R_w)(A + B \sqrt{v_T}) + \left( \frac{H_T}{\alpha R_0} \right) dR_t/d\tau, \quad (8.25)$$

где  $I_T$  — 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;  $v_T$  — скорость движения среды относительно ТГП;  $H_T$  — теплоемкость ТГП;  $\alpha$  — температурный коэффициент сопротивления ПТР;  $R_0$  — сопротивление ПТР при 273 К;  $\tau$  — время.

В режиме постоянства тока ( $I_T = \text{const}$ ) величиной, пропорциональной измеряемой скорости  $v_T$ , является сопротивление  $R_t$ . Как следует из выражения (8.25),  $R_t$  является функцией не только  $v_T$ , но также и  $R_w$ , которое в свою очередь есть не что иное, как характеристика температуры движущейся среды  $t_w$ . Таким образом, функция преобразования ТГП оказывается неоднозначной, и для задач определения  $v_T$  необходимы дополнительные измерения температуры  $t_w$ , причем не только среднего значения  $\bar{t}_w$ , но и ее пульсаций  $\delta t_w$  непосредственно в области расположения ТГП. Однако несомненно, что  $t_w$  вблизи ТГП существенно искажена за счет воздействия теплового потока от ТГП. Тем самым измерения  $\bar{t}_w$  и  $\delta t_w$  необходимо проводить на некотором удалении, а это в свою очередь приводит к дополнительной погрешности из-за пространственных различий  $\bar{t}_w$  и  $\delta t_w$ . Как показано в работе [71], эта погрешность может достигать  $\pm (10-15)\%$ .

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 (1,5—2,0 мм). Толщина площадок составляет 1—2 мкм. Для защиты от действия морской воды площадки покрываются по специальной технологии диэлектрическими пленками  $\text{SiO}_2$  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 и отмеченная дополнительная погрешность малосущественна.

**Электрохимические преобразователи.** Принципиальной особенностью электрохимических ИП является очень низкий порог чувствительности (0,5—1,0 мм/с), что позволяет использовать их для ряда специальных исследований, в частности для измерения вертикальных скоростей, распределения скоростей в пограничном слое, при исследованиях турбулентности и т. д. Наряду с низким порогом чувствительности некоторые конструкции [122, 126] имеют чрезвычайно малые габариты, что создает существенные дополнительные преимущества.

Конструкция электрохимического ИП, предназначенного для использования в морской воде [12], содержит два точечных элект-

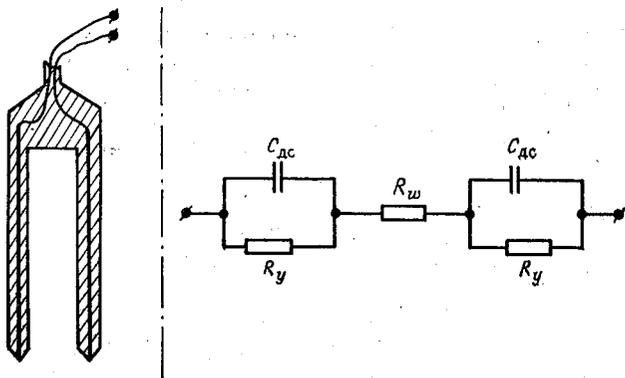


Рис. 8.14. Преобразователь с точечными электродами.

трода, впрессованных в диэлектрик и подключенных к цепи переменного тока (рис. 8.14). В зонах контакта электродов с водой образуются двойные электрические слои, которые в цепи переменного тока эквивалентны по действию конденсаторам  $C_{дс}$  с сопротивлениями утечки  $R_y$ . Комплексные сопротивления этих участков включены последовательно с сопротивлением воды  $R_w$ .

Значение удельной емкости двойного слоя примерно соответствует 16—20 мкФ/см<sup>2</sup>. В преобразователе площадь зоны контакта электродов с водой уменьшена до размеров торца проволоки диаметром порядка 0,1 мм, что дает значение  $C_{дс} \approx 1000 \div 1500$  пФ. В результате резко возрастает роль двойного слоя в формировании полного сопротивления цепи. А при движении воды в приэлектродной области происходит вынос зарядов из диффузной части слоя, из-за чего уменьшается его емкость и тем самым возрастает сопротивление переменному току.

Функция преобразования практически линейна в диапазоне скорости 0—1 см/с. Оценка случайной погрешности составляет  $\pm 0,4$  мм/с при  $P=0,95$  [119]. При проведении измерений необходимо учитывать изменчивость температуры и солености воды, которые влияют в основном на  $R_w$ .

Значительный интерес при измерениях малых скоростей движения представляют многоэлементные электрохимические преобразователи [66, 134], у которых существенно уменьшена зависимость выходного сигнала от температуры и солености воды. В таких преобразователях применяются «инжектирующие» и «считывающие» электроды. Принцип действия преобразователей 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 по направлению потока 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 параметрами, подключаемыми к самостоятельным источникам тока, либо имеют один или два индифферентных электрода большого размера [134].

В некоторых конструкциях многоэлементных электрохимических ИП в качестве сигнала измерительной информации используется не разность токов между считывающими электродами, а промежуток времени, за который участок с измененной концентрацией ионов проходит расстояние между инжектирующим и считывающим электродами, т. е. в этом случае фактически реализуется метод меток, только метка в движущейся воде создается электрохимическим путем.

Поскольку, как следует из рассмотренного, для электрохимических ИП не требуется, чтобы электроды образовывали какие-либо выступы над поверхностью диэлектрического корпуса, а достаточно, если они составляют одно целое с поверхностью, то оказывается весьма перспективным их применение для экспериментальных исследований структуры пограничного слоя [66].

## Глава 9

### Преобразователи направления в устройствах для измерения течений

#### 9.1. Магнитные преобразователи

Наиболее простым и распространенным методом измерения направления является магнитный. Магнитные компасы различной конструкции широко используются в механических устройствах для измерения параметров течений, и вполне закономерно стремление применять их также в электронных устройствах, однако при этом возникает ряд существенных сложностей.

Основная сложность заключается, по-видимому, в том, что приборы при измерениях *in situ* могут значительно отклоняться относительно горизонтального положения. При этом чувствительный элемент (магнитная стрелка, магнитная катушка) должен сохранять это положение — такая задача решается как в судовых магнитных компасах, так и в компасах механических измерительных устройств. Но для электронных устройств возникает еще одна задача — обеспечение надежного преобразования положения чувствительного элемента в электрический сигнал. При произвольных вариациях элемента относительно горизонтали эта задача является весьма непростой.

Известно большое количество преобразователей угла поворота в электрический сигнал, описанных, например, в работе [21].

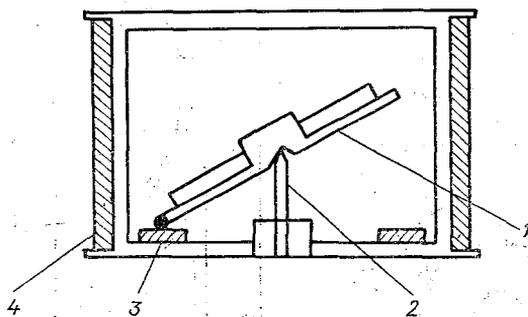


Рис. 9.1. Конструкция преобразователя с соленоидальным электромагнитом.

Однако преобладающее большинство из них не могут найти прямого применения при конструировании магнитных преобразователей направления. Всегда необходимы специфические изменения конструкции, учитывающие возможность вариаций относительно горизонтали и практически превращающие известную конструкцию в принципиально новую.

Характерным приемом является конструкция, описанная в работе [93]. Хорошо известно преобразование угла поворота в электрический сигнал с помощью круговых потенциометров [14]. Однако непосредственное скольжение конца магнитной стрелки как ползунка по потенциометру обеспечить практически невозможно — слишком малы усилия, развиваемые стрелкой. В рассматриваемой конструкции преобразователя (рис. 9.1) стрелка (либо магнитная катушка) 1 в исходном состоянии располагается, как обычно, на острие иглы 2. Перед производством измерений на соленоидальный электромагнит 4 подается ток, при этом внутри соленоида создается магнитное поле, стремящееся развернуть стрелку по вертикали. В результате стрелка прижимается к круговому потенциометру 3. Нуль кругового потенциометра установлен по оси прибора, а поскольку стрелка перед прижимом

располагалась по магнитному меридиану, то тем самым сопротивление участка потенциометра от нулевого положения до точки прижима оказывается пропорциональным направлению измеряемого течения.

Рассмотренная конструкция является одной из наиболее простых и довольно эффективных, хотя и имеет ряд существенных недостатков: ненадежность механического контакта, развивающаяся во времени деформирование конца иглы, технологические

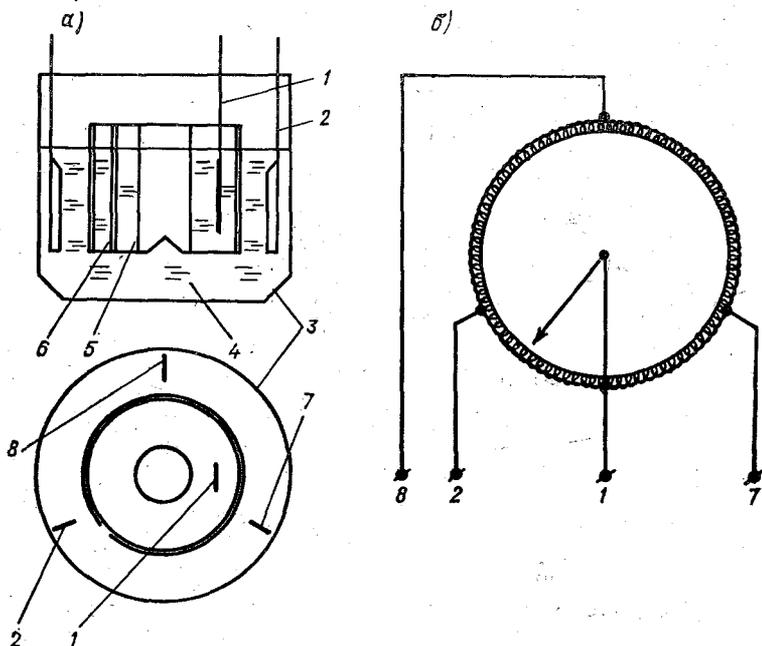


Рис. 9.2. Схематическая конструкция электролитического магнитного преобразователя.

трудности балансировки катушки, большое энергопотребление и т. д.

Более надежна конструкция магнитного преобразователя, примененная в АЦИТе [22]. Этот преобразователь также можно назвать потенциометрическим, однако в качестве сопротивления в нем используется специальная электропроводная жидкость — водно-спиртовой раствор с добавкой солей. Преобразователь (рис. 9.2 а) состоит из герметического корпуса 3, заполненного электропроводной жидкостью 4, и плавающей в жидкости магнитной катушки 5, имеющей вертикальную прорезь 6. Внутренняя полость катушки также заполнена жидкостью. С жидкостью контактируют металлические электроды 1, 2, 7 и 8, причем электрод 1 расположен внутри полости катушки, а электроды 2, 7 и 8 снаружи в виде равностороннего треугольника. При такой кон-

струкции вертикальная прорезь *б* может рассматриваться как ползунок непрерывного кругового потенциометра, имеющего отводы 2, 7, 8 (рис. 9.2 *б*). Чтобы однозначно определить положение ползунка, измерения производят в два этапа: вначале подают напряжение питания на отводы 2 и 8, затем на отводы 2 и 7. Для обоих случаев определяют значения потенциалов вывода 1 и, сравнивая их, получают положение ползунка.

С целью устранения быстрых вариаций катушки в преобразователе применено демпфирование. Демпфирующее устройство представляет собой дополнительный компас, магнитосвязанный с основным. Внутренняя полость дополнительного компаса заполнена вязкой жидкостью (полисилилаксановым маслом). Достигну-

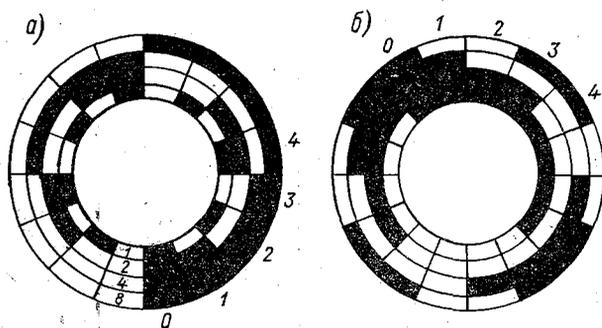


Рис. 9.3. Кодированные диски.

*а* — диск с двоичным кодом, *б* — диск с кодом Грея.

тая основная погрешность преобразователя такого типа, примененного в приборе АЦИТ, составляет  $\pm 10^\circ$ .

Одним из наиболее удобных и распространенных способов преобразования положения катушки в электрический сигнал, кроме рассмотренных, является оптоэлектронный. Его несомненное преимущество заключается в отсутствии какой-либо механической связи между катушкой и оптоэлектронной схемой. В устройствах с такими преобразователями катушка обычно снабжена кодирующим диском, на котором в определенной последовательности нанесены прозрачные и зачерненные участки (рис. 9.3). С одной стороны диска располагается источник света, а с другой стороны — набор фотодиодов (фототранзисторов). Последовательность расположения прозрачных и зачерненных участков обуславливается используемым кодом. В дисках с двоичным кодом (рис. 9.3 *а*) каждой из concentрических дорожек присваиваются соответствующие значения:  $2^0$ ,  $2^1$ ,  $2^2$  и  $2^3$ . Сочетание сигналов от фотодиодов (например,  $2^0 + 2^3 = 9$ ) отражает номер сектора. В дисках с кодом Грея (рис. 9.3 *б*) применяются более сложные комбинации, причем последовательность их такова, что при переходе от одного числа к другому изменяется одна из цифр кода («1» — 0001, «2» — 0011, «3» — 0010, «4» — 0110 и т. д.). Это обеспечивает

более высокую помехоустойчивость по сравнению с двоичным кодом.

Ряд интересных малогабаритных конструкций магнитных компасов с преобразованием положения картушки в электрическую величину предложен в последние годы за рубежом.

В ряде устройств (пат. № 4027398, США, МКИ G 01 S 17/26, опубл. 7.06.77 г.; пат. № 4327498, США, МКИ G 01 S 17/38, опубл. 4.05.82 г.; пат. № 2316579, Франция, МКИ G 01 S 17/26, опубл. 4.03.77 г.) предлагаются различные варианты оригинального преобразователя с верхней опорой (рис. 9.4). Его цилиндрический корпус 3 залит прозрачной демпфирующей жидкостью. Внутри корпуса находится диск 4, закрепленный на вертикальной оси 5. В нижней части оси установлена магнитная система 6. Вся эта конструкция обладает положительной плавучестью и своей верхней частью упира-

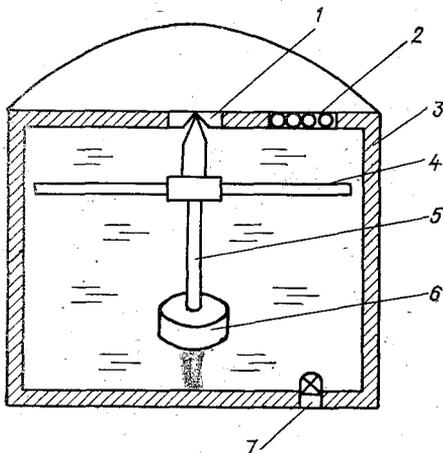


Рис. 9.4. Конструкция преобразователя с верхней опорой.

ется в подпятник 1. Благодаря тому что центр тяжести конструкции расположен ниже центра плавучести, обеспечивается ее вращение строго относительно вертикальной оси, т. е. диск 4 при наклонах корпуса преобразователя остается в горизонтальной плоскости. В нижней части корпуса закреплен источник света 7, а в верхней части — считывающие фотодиоды 2. При этом на диске 4 нанесены кодовые дорожки таким образом, что сочетание сигналов с фотодиодов 5 соответствует измеряемому направлению относительно магнитного меридиана.

Съем информации в подобных устройствах может осуществляться не только пропусканием света через кодовый диск, но и с помощью других оптических приспособлений. В частности, предложен вариант конструкции (пат. № 2467387, Франция, МКИ G 01 D 5/36, G 01 S 17/26, опубл. 8.05.81 г.), где свет, падающий на поверхность диска, связанного с магнитной системой, вторично переизлучается и попадает на фотоэлектрические кодирующие преобразователи. Известна также конструкция преобразователя с волоконно-оптическим выходом (пат. № 4139949, США, МКИ G 01 S 17/24, опубл. 20.02.79 г.); позволяющим обеспечивать дистанционное кодирование положения картушки.

Для преобразования положения картушки в электрический сигнал в последнее время начали широко использоваться

новые магниточувствительные устройства — магнитодиоды (пат. № 4250626, США, МКИ G 01 S 17/04, опубл. 17.02.81 г.) и пластинчатые элементы Холла (пат. № 1543895, Великобритания, МКИ G 01 S 17/26, опубл. 11.04.79 г.).

В связи со значительным повышением чувствительности современных элементов Холла они начали применяться непосредственно как чувствительные элементы магнитных компасов.

В конструкции США (пат. № 4255866, США, МКИ G 01 S 17/30, опубл. 17.03.81 г.) используются три элемента Холла, два из которых расположены в одной и той же плоскости, причем их главные оси магниточувствительности перпендикулярны друг другу. Третий элемент расположен своей осью под углом  $45^\circ$  к этой плоскости. Элементы подключены к источнику переменного напряжения. Путем соответствующей обработки сигналов, снимаемых с этой решетки элементов, формируется аналоговый сигнал, пропорциональный положению решетки относительно магнитного меридиана. Основным достоинством такой конструкции является возможность жесткого крепления решетки элементов на любой вариант корпуса измерительного устройства.

## 9.2. Феррозондовые преобразователи

Феррозондовые преобразователи направления выгодно отличаются от типично магнитных (магнитных компасов) отсутствием вращающихся частей. В условиях автономной работы приборов и особенно при их установке в море это является немаловажным достоинством.

Типичный феррозондовый преобразователь представляет собой устройство, состоящее из двух ферромагнитных сердечников 1 (рис. 9.5 а) с распределенными по их длине обмотками возбуждения 3 и 4 и измерения 2. Обмотки возбуждения 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 нормально к его 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 продольную ось феррозонда. Величина

этой ЭДС может быть определена из следующего соотношения [24]:

$$e_k = -\omega_n d\Phi/d\tau = -\omega_n d(H_0\mu_s)/d\tau = -H_0s\mu_0\omega_n d\mu_d/d\tau, \quad (9.1)$$

где  $\omega_n$  — число витков измерительной обмотки;  $\Phi$  — магнитный поток в сердечнике;  $\tau$  — время;  $H_0$  — проекция напряженности измеряемого поля на продольную ось феррозонда;  $s$  — площадь поперечного сечения сердечника;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м — магнитная постоянная;  $\mu_d$  — дифференциальная магнитная проницаемость сердечника.

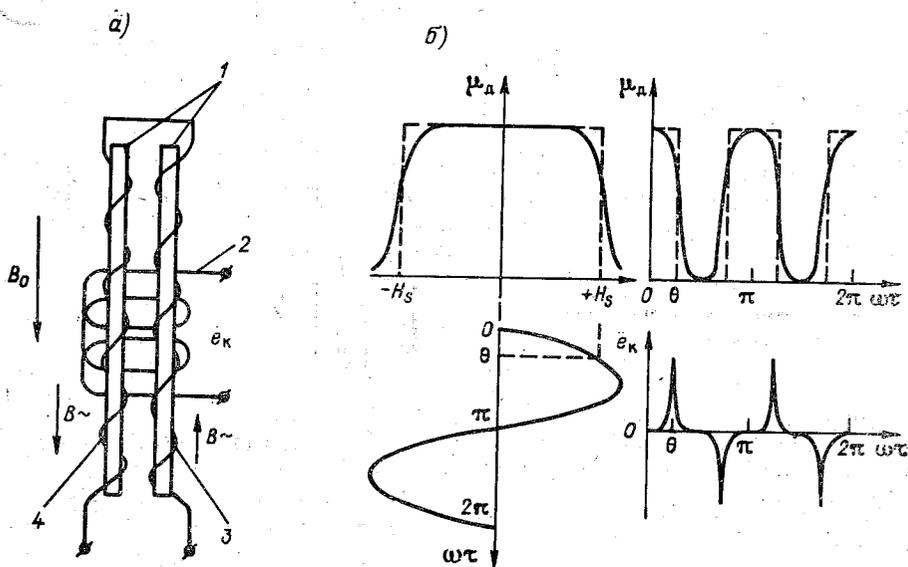


Рис. 9.5. Конструкция и принцип действия преобразователя в виде двух-сердечневого феррозонда.

Вспомогательное поле, формируемое переменным током в обмотках возбуждения, вызывает периодические изменения дифференциальной магнитной проницаемости  $\mu_d$ . В результате обеспечивается чувствительность феррозонда к  $H_0 = \text{const}$ .

Дифференциальная магнитная проницаемость  $\mu_d$  связана с эффективной проницаемостью  $\mu_{\text{эф}}$

$$\mu_d = d[H\mu_{\text{эф}}(H)]/dH = \mu_{\text{эф}}(H) + H d\mu_{\text{эф}}(H)/dH, \quad (9.2)$$

т. е.  $\mu_d = \mu_{\text{эф}}$  только в случае  $H=0$  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 в цепь возбуждения подается сумма слабого переменного и сильного постоянного токов. В таком случае значение  $\mu_d$  (рис. 9.5 б) смещается в сторону  $H_s$  и благодаря наличию слабой

переменной составляющей обеспечивается требуемая периодическая изменчивость  $\mu_d$  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  $\mu_d$  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.

Во втором режиме в цепь возбуждения подается только переменный ток, причем амплитуда этого тока такова, что создаваемое им

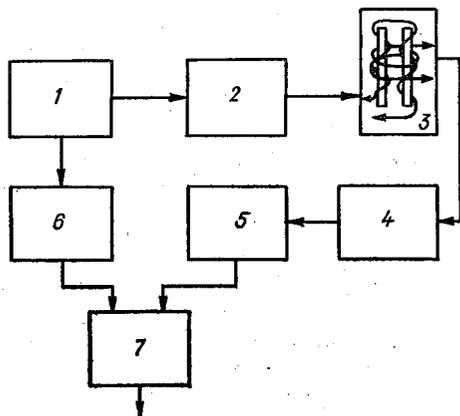


Рис. 9.6. Полная функциональная схема феррозондового преобразователя.

магнитное поле  $H_1 = H_m \sin \omega t$  (рис. 9.5 б) периодически превышает напряженность магнитного насыщения  $H_s$ . Это происходит четыре раза за период ( $\omega t$ ). В результате изменения  $\mu_d$  происходят с удвоенной частотой. При отсутствии внешнего поля, как и ранее, влияние изменчивости  $\mu_d$  каждого из сердечников на сигнал в измерительной обмотке взаимно компенсируется. При  $B_0 \neq 0$  в обмотке появляется ЭДС  $e_k$  в виде разнополярных импульсов, следующих с удвоенной частотой по отношению к току возбуждения. У такого выходного сигнала можно выделить три характеристики, которые пропорциональны измеряемой индукции  $B_0$ : среднее значение ЭДС, пиковое значение и амплитудное значение второй гармоники.

В качестве сигнала измерительной информации в феррозондовых преобразователях наиболее распространено использование амплитудного значения ЭДС второй гармоники. Именно для такого режима использования характерна максимальная чувствительность преобразования.

Полная схема преобразователя, кроме непосредственно феррозонда 3 (рис. 9.6), содержит источник возбуждения 1 с фильтром пропускания 2, настроенным на частоту тока возбуждения первой гармоники, систему фильтров 4, содержащую заграждающий фильтр первой гармоники, и фильтр пропускания второй гармоники, селективный усилитель второй гармоники 5, умножитель

(×2) частоты 6 и синхронный детектор 7. В результате на выходе синхронного детектора формируется выпрямленное напряжение, пропорциональное амплитудному значению второй гармоники, а знак соответствует направлению вектора  $\mathbf{B}_0$ .

Преобразователь направления, содержащий два взаимно перпендикулярных феррозонда, расположенных в горизонтальной плоскости, рассматривается в работе [124]. Продольная ось  $x$  одного из феррозондов совпадает с осью прибора, ориентируемого по потоку, например, с помощью типичного рулевого оперения. Оба феррозонда используются в режиме второй гармоники. Их выходные сигналы (до детектирования) являются синусоидальными и имеющими в общем случае произвольные фазы  $\alpha$  и  $\beta$ . Амплитуды сигналов пропорциональны проекциям горизонтальной составляющей магнитного поля Земли  $H_3$  на продольные оси феррозондов  $x$  и  $y$  соответственно:

$$U_x = A_x \sin(\Omega\tau + \alpha) = SH_3 \cos\varphi \sin(\Omega\tau + \alpha), \quad (9.3)$$

$$U_y = A_y \sin(\Omega\tau + \beta) = SH_3 \sin\varphi \sin(\Omega\tau + \beta), \quad (9.4)$$

где  $S$  — чувствительность преобразования (предполагается, что каналы идентичны);  $\varphi$  — угол между направлением вектора  $\mathbf{H}_3$  (магнитного меридиана) и осью  $x$ ;  $\Omega$  — круговая частота сигнала второй гармоники.

Если фазы сигналов смещены на  $\frac{\pi}{2}$  ( $\alpha=0, \beta=\frac{\pi}{2}$ ), то их суммирование дает синусоидальный сигнал

$$U_{\Sigma} = A_{\Sigma} \sin(\Omega\tau + \varphi) = SH_3 \sin(\Omega\tau + \varphi), \quad (9.5)$$

т. е. сдвиг фаз между суммарным сигналом  $U_{\Sigma}$  и сигналом  $U_x$  оказывается равным углу между направлением магнитного меридиана и направлением оси феррозонда, ориентированного по потоку.

Более удобна по сравнению с двумя двухстержневыми феррозондами конструкция на основе тороидального магнитопровода (рис. 9.7) с пятью обмотками. Равномерно распределенная по всему тороиду обмотка 1 является возбуждающей. Расположенные попарно по взаимно перпендикулярным направлениям обмотки 2 и 4, 3 и 5 включены как приемные. Обмотки в каждой паре соединены последовательно и встречно. В результате при идентичности обмоток выходной сигнал каждой пары в отсутствие внешнего поля равен нулю. Если вектор магнитного поля расположен в направлении  $AA'$ , то вследствие тех же причин, что и в двухстержневом феррозонде, между обмотками 3 и 5 появляется сигнал рассогласования, содержащий вторую гармонику частоты возбуждения. Между обмотками 2 и 4 в такой ситуации рассогласование отсутствует и выходной сигнал этой пары равен нулю. Если вектор расположен по направлению  $BB'$ , то сигнал второй гармоники появляется в паре 2 и 4 и становится равным

нулю в паре 3 и 5. При произвольном расположении вектора сигналы есть в обеих парах, и значения этих сигналов пропорциональны проекциям вектора на направления  $AA'$  и  $BB'$ . Угол между вектором магнитного поля и одним из направлений, например  $AA'$ , определяется как арктангенс отношения сигнала в паре 2 и 4 к сигналу в паре 3 и 5.

Естественно, все эти взаимосвязи оказываются справедливыми лишь при горизонтальном расположении плоскости кольца феррозонда либо площадки, на которой размещены стержни (в двух-

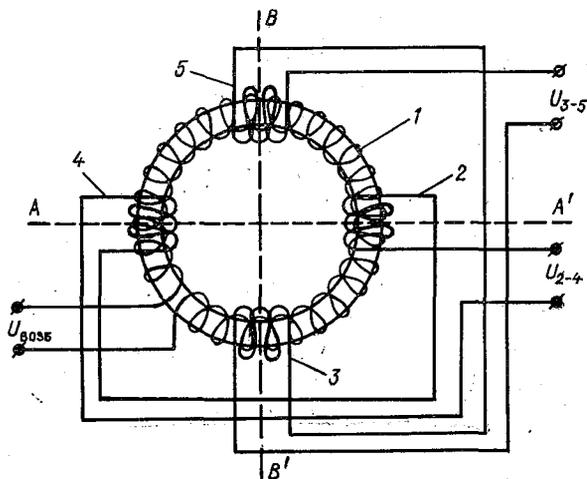


Рис. 9.7. Преобразователь на основе феррозонда с тороидальным магнитопроводом.

стержневом варианте). Их отклонение от горизонтального положения приводит к тому, что направление проекции  $H_z$  на плоскость расположения (что собственно и является входной величиной преобразователя) становится существенно отличным от направления магнитного меридиана, т. е. появляется систематическая составляющая погрешности, которую необходимо автоматически устранять в условиях натуральных измерений.

Феррозондовый преобразователь направления течения использован в измерителе СТЗ [157]; основная погрешность составляет  $\pm 5^\circ$ .

В измерителях течений, предназначенных для глубоководных постановок, горизонтальность расположения обеспечивается надежной балансировкой всего прибора относительно точки его подвески. Дополнительная стабилизация в горизонтальном потоке создается с помощью вспомогательных крыльев, расположенных на рулевом оперении аналогично тому, как это сделано в стандартных механических приборах типа ВММ, БПВ и др. [101].

Эта задача становится более сложной при реализации устройств, предназначенных для приповерхностных измерений, где

проявляется сильное влияние волнения [72]. Здесь целесообразно использовать автоматически стабилизируемые площадки с закрепленными на них феррозондами. Подобная задача решается также в самолетных феррозондовых компасах [25], где расположенные «треугольником» двухстержневые феррозонды закреплены на поплавке, свободно плавающем в жидкости внутри герметичной полости. При изменениях положения корпуса компаса поверхность жидкости и соответственно поплавок остаются в горизонтальной плоскости.

В принципе, возможно отдельно определить углы наклона осей каждого из феррозондов относительно горизонтали, например, с помощью электрохимических наклономеров [126], и затем обработать сигналы феррозондов с учетом этих углов, однако в практических разработках подобный метод пока не нашел применения.

## Список литературы

1. А. с. 870982 СССР, МКИ G 01 K 11/24. Устройство для измерения температуры/А. В. Тамулис.— № 2860337/18—10; Заявлено 29.12.79. Оpubл. 7.10.82. Бюлл. изобр. СССР, 1981, № 37.— С. 45.
2. А. с. 769364 СССР, МКИ G 01 K 11/24. Устройство для измерения температуры/А. И. Лукашевичюс и др.— № 2668973/18—10; Заявлено 25.09.78. Оpubл. 7.10.80.— Бюлл. изобр. СССР, 1980, № 37.— С. 46.
3. А. с. 750294 СССР, МКИ G 01 K 11/12. Устройство для исследования температурных полей/Ю. Р. Войцехов и М. М. Чернякова.— № 2603240/18—10; Заявлено 11.04.78; Оpubл. 23.07.80. Бюлл. изобр. СССР, 1980, № 27.— С. 82.
4. А. с. 542918 СССР, МКИ G 01 K 7/16. Устройство для измерения температуры/И. А. Степанюк.— № 1959719/10; Заявлено 25.09.73; Оpubл. 15.01.77. Бюлл. изобр. СССР, 1977, № 2.— С. 64.
5. А. с. 892236 СССР, МКИ G 01 K 7/16. Устройство для измерения температуры/И. А. Степанюк.— № 2900474/18—10; Заявлено 28.03.80; Оpubл. 23.12.81. Бюлл. изобр. СССР, 1981, № 47.— С. 54.
6. А. с. 1174781 А СССР, МКИ G 01 K 7/26. Датчик пульсаций температуры/И. А. Степанюк.— № 3715262/24—10. Заявлено 16.01.84. Оpubл. 23.08.85, Бюлл. изобр. СССР, 1985, № 31.— С. 88.
7. А. с. 1109619 А СССР, МКИ G 01 27/02. Устройство для измерения электропроводности морской воды/И. А. Степанюк.— № 3527593/18—25 и 2.03.83 № 3558770/18—25; Заявлено 18.10.82. Оpubл. 23.08.84. Бюлл. изобр. СССР, 1984, № 31.— С. 55.
8. А. с. 815697 СССР, МКИ G 01 C 13/00. Устройство для измерения морских длинных волн/Г. Н. Мар и И. М. Шендерович.— № 2985223/10; Заявлено 16.04.79; Оpubл. 23.03.81. Бюлл. изобр. СССР, 1981, № 11.— С. 201.
9. А. с. 1052869 А СССР, МКИ G 01 C 13/00. Устройство для измерения параметров волнения/И. А. Степанюк.— № 3367076/18—10; Заявлено 16.12.81. Оpubл. 7.11.83. Бюлл. изобр. СССР, 1983, № 41.— С. 158.
10. А. с. 1091021 А СССР, МКИ G 01 C 13/00. Способ измерения параметров морских волн/И. А. Степанюк.— № 3563235/18—10; Заявлено 14.03.83; Оpubл. 7.05.84. Бюлл. изобр. СССР, 1984, № 17.— С. 202.
11. А. с. 678313 СССР, МКИ G 01 C 13/00. Способ измерения параметров морских волн и устройство для его осуществления/М. М. Усенков.— № 2121432/18—10. Заявлено 12.06.76; Оpubл. 23.04.77. Бюлл. изобр. СССР, № 29.— С. 184.
12. А. с. 708230 СССР, МКИ G 01 P 5/08. Измеритель скорости движения воды/И. А. Степанюк.— № 2093102/18—10. Заявлено 6.01.75. Оpubл. 5.01.80. Бюлл. изобр. СССР, 1980, № 1.— С. 89.
13. Абрамов Ю. М. и др. Низкочастотные магнитные поля океанического происхождения в прибрежной зоне//Морское магнитотеллурическое зондирование. Сб. науч. работ ИЗМИРАН.— М., 1978.— С. 39—47.
14. Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н. Датчики контроля и регулирования.— М.: Машиностроение, 1965.— С. 643.
15. Азимов Р. К. Измерительные преобразователи с тепловыми распределенными параметрами.— М.: Энергия, 1977.— С. 78.
16. Акиндинов В. В., Нарышкин В. И., Рязанцев А. М. Электромагнитные поля в морской воде: обзор//Радиотехника и электроника.— 1976, т. 21, вып. 5.— С. 913—944.
17. Андреева Л. Е. Упругие элементы приборов.— М.: Машгиз, 1962.— С. 138.
18. Антонова Л. М., Забурдаев В. И. Индуктивный электросолемер с представлением информации в двоичном коде//Методы и приборы для исследования физических процессов в океане/Труды МГИ.— Т. 36.— Киев: Наукова думка, 1966.— С. 85—95.
19. Арбузов И. А. Электрические измерения гидрологических величин.— Л., Изд. ЛГМИ, 1975.— С. 158.

20. Афиногенов Л. П., Грушин С. И., Романов Е. В. Аппаратура для исследований приземного слоя атмосферы.—Л.: Гидрометеоздат, 1977.—С. 320.
21. Ахметжанов А. А. Высокоточные системы передачи угла автоматических устройств.—М.: Энергия, 1975.—С. 288.
22. Балакин Р. А. Автономный цифровой измеритель течения, температуры, электропроводности воды, глубины погружения (АЦИТТ)//Руководство по гидрологическим работам в океанах и морях.—Л.: Гидрометеоздат, 1977.—С. 537—547.
23. Беззубик О. Н. Поперечная чувствительность полупроводниковых тензорезисторов//Труды ЛИАП, 1968.—Вып. 58.—С. 41—46.
24. Бобровников Л. З., Кадыров И. Н., Попов В. А. Электро-развечная аппаратура и оборудование.—М.: Недра, 1979.—С. 334.
25. Богданченко Н. М., Волошин Г. Ю., Белых В. С. Курсовые системы и навигационные автоматы самолетов гражданской авиации.—М.: Транспорт, 1971.—С. 268.
26. Брагин Б. К. Типовые градуировочные характеристики низкотемпературных термопар/Новые научно-исследовательские работы по метрологии.—М.—Л.: Изд-во стандартов, 1964.—С. 38.
27. Бриллинджер Д. Временные ряды: Обработка данных и теория.—М.: Мир, 1980.—С. 536.
28. Брук Б. С. Полирографические методы.—М.: Энергия, 1972.—С. 160.
29. Ваганов В. И. Интегральные тензопреобразователи.—М.: Энергоатомиздат, 1983.—С. 137.
30. Вишнякова В. А., Паномарева Л. С. Методы определения солености, кислорода и элементов макросостава морской воды//Промысловая океанология, вып. 1: Обзорная информация,—сер. 9/ЦНИИТЭИРХ,—М., 1973.—С. 1—27.
31. Гинзбург В. В. Магнитоупругие датчики.—М.: Энергия, 1970.—С. 70.
32. Говорков В. А. Электрические и магнитные поля.—М.: Энергия, 1968.—С. 488.
33. ГОСТ 8.326—78. Метрологическое обеспечение разработки, изготовления и эксплуатации нестандартизованных средств измерений.—М.: Изд-во стандартов, 1983.—С. 14.
34. ГОСТ 8.009—84. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений.—М.: Изд-во стандартов, 1985.—С. 38.
35. ГОСТ 11.005—74. Правила определения оценок и доверительных границ для параметров экспоненциального распределения и распределения Пуассона.—М.: Изд-во стандартов, 1974.—С. 29.
36. ГОСТ 18458—84. Приборы, оборудование и плавсредства наблюдений в океанах и морях. Термины и определения.—М.: Изд-во стандартов, 1984.—С. 9.
37. ГОСТ 16263—70. Метрология. Термины и определения.—М.: Изд-во стандартов, 1984.—С. 53.
38. ГОСТ 8.401—80. Классы точности средств измерений. Общие требования.—М.: Изд-во стандартов, 1984.—С. 12.
39. ГОСТ 8.011—72. Показатели точности измерений и формы представления результата измерений.—М.: Изд-во стандартов, 1972.—С. 5.
40. ГОСТ 1.25—76. Государственная система стандартизации. Метрологическое обеспечение.—М.: Изд-во стандартов 1977.—С. 12.
41. ГОСТ 8.207—76. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений.—М.: Изд-во стандартов, 1979.—С. 10.
42. Графов Б. М. и др. Возможности электрохимических методов исследования турбулентного пограничного слоя в натуральных условиях//Экспериментальные методы и аппаратура для исследования турбулентности.—Новосибирск: изд. СО АН СССР, 1977.—С. 131—138.
43. Грекович А. Л., Морачевский Д. Е. Потенциметрический метод определения концентрации ионов натрия и калия в природных водах.—Л.: Изд-во ЛГУ им. Жданова, 1975.—С. 26.

44. Григоров О. Н. Электрокинетические явления.— Л.: Изд-во ЛГУ им. Жданова, 1973.— С. 212.
45. Давидан И. Н., Трапезников Ю. А. Проблемы исследования высокочастотной области спектра ветрового волнения: обзор.— Обнинск: Изд. ВНИИГМИ—МЦД, 1981.— С. 46.
46. Давидан И. Н., Трапезников Ю. А. Методика измерений, анализа и расчета «равновесного» интервала спектра ветровых волн//Труды ГОИН, 1983.— Вып. 169.— С. 31—41.
47. Делахей П. Двойной слой и кинетика электродных процессов.— М.: Мир, 1967.— С. 351.
48. Демидович Б. П., Шувалова Э. З. Численные методы анализа.— М.: Наука, 1967.— С. 368.
49. Дерюгин К. К., Степанюк И. А. Морская гидрометрия.— Л.: Гидрометеоздат, 1974.— С. 392.
50. Докукина Н. Б. и др. Электроакустические частотные датчики цифровых газоанализаторов, плотномеров, уровнемеров и манометров//Приборы и системы управления.— 1968. № 6. С. 15—19.
51. Доронин Ю. П. Взаимодействие атмосферы и океана.— Л.: Гидрометеоздат, 1981.— С. 288.
52. Доценко С. В. Теоретические основы измерения физических полей океана.— Л.: Гидрометеоздат, 1974.— С. 152.
53. Доценко С. В. Датчик электропроводности морской воды как измеритель мощности электрических потерь//Труды МГИ.— 1967.— Т. 39.— С. 43—51.
54. Ефимов В. В., Христофоров Г. Н. Реверсивный датчик скорости течения//Методика и аппаратура для гидрофизических исследований.— Киев: Наукова думка, 1969.— С. 93—96.
55. Жохов А. Д., Громова И. И. Применение термоэлектрических датчиков для измерения температурных пульсаций в море и усовершенствование технологии изготовления многоспайных термобатарей//Труды МГИ. Т. 36.— С. 135—141.
56. Жуков Ю. П., Кулаков М. В. Высокочастотная безэлектродная кондуктометрия.— М.: Энергия, 1968.— С. 111.
57. Жученко М. М., Иванов В. М. Расчеты гребных винтов.— М.—Л.: Машгиз, 1953.— С. 276.
58. Забурдаев В. И., Соловьева Р. Н. К вопросу схемной компенсации температурной погрешности частотных датчиков давления типа ДДВ при измерениях глубины погружения гидрофизических приборов//Морские гидрофизические исследования.— 1975.— № 4.— С. 138—140.
59. Зеленый А. И., Мар Г. Н., Шендерович И. М. Расчет оптимальных характеристик полосового фильтра для измерения волн цунами//Труды НИИГМП.— 1983.— Вып. 43.— С. 64—67.
60. Зельдис В. И., Розенберг А. Д. Портативный двухканальный волномер с выводом данных на перфоленту для обработки на ЭЦВМ//Автоматизация научных исследований морей и океанов/МГИ АН УССР.— Севастополь. 1971.— С. 23—28.
61. Ионоселективные электроды/Под ред. Р. Дарста.— М.: Мир, 1972.— 430 с.
62. Кандыба В. В., Богатырев Е. Е., Баздырева В. М. Кварцевые термочастотные преобразователи и перспектива их применения в аппаратуре для гидрологических исследований//Автоматизация научных исследований морей и океанов. Ч. 2/МГИ АН УССР, Севастополь, 1971.— С. 4—10.
63. Карпуша В. Е., Чернов Б. С. Измерение атмосферного давления.— Л.: Гидрометеоздат, 1973.— С. 277.
64. Касимзаде М. С., Халилов Р. Ф., Балашов А. Н. Электрокинетические преобразователи информации.— М.: Энергия, 1973.— С. 134.
65. Калашников П. А. Первичная обработка гидрологической информации.— Л.: Гидрометеоздат, 1985.— С. 152.
66. Кашинский О. Н., Малков В. А. Аппаратура для исследования основных характеристик турбулентных течений с помощью электродиффузионного метода//Экспериментальные методы и аппаратура для исследования турбулентности/СО АН СССР,— Новосибирск, 1977.— С. 124—131.

67. Княсбейли А. Ш., Измайлов А. М., Гуревич В. М. Частотно-временные ультразвуковые расходомеры и счетчики.— М.: Машиностроение, 1984.— С. 127.
68. Коняев К. В. Локальная узкополосность как характерная черта случайных волновых полей в океане//ДАН СССР.— 1984.— Т. 276.— № 4.— С. 843—846.
69. Кривоносов А. И., Кауфман В. Я. Статистические характеристики поликристаллических терморезисторов.— М.: Энергия, 1976.— 120 с.
70. Коровин В. П. К вопросу о создании стабильных в потоке жидкости первичных преобразователей растворенного кислорода//Исследование и освоение Мирового океана/Сб. науч. работ ЛПИ.— 1980.— Вып. 72.— Л.: С. 91—97.
71. Кумунжиев К. В. О чувствительности и погрешностях при термоанемометрических измерениях//Автоматизация научных исследований морей и океанов/МГИ АН УССР.— Севастополь, 1968.— С. 30—35.
72. Кунец Т. А., Лабейш В. Г., Майер А. В. О влиянии волнения и течения на работу БПВ-2 в буйковой постановке//Труды ААНИИ.— 1970.— Т. 293.— С. 183.
73. Левшина Е. С., Новицкий П. В. Электрические измерения физических величин.— Л.: Энергоатомиздат, 1983.— С. 320.
74. Лейбо А. Б. и др. К вопросу о магнитном поле от морских волн//Геоматнитные исследования.— 1975.— № 16.— С. 28—29.
75. Липтак Б. Г., Катинский Р. К. Ультразвуковые измерители уровня и расходомеры в США//Контрольно-измерительная техника, Э.—И.— 1975.— № 7.— С. 19—23.
76. Максимов Б. А. Прибрежный волнограф.— Труды НИИГМП.— 1971.— Вып. 24.— С. 90—95.
77. Маклаков А. Ф., Снежинский В. А., Чернов Б. С. Океанографические приборы.— Л.: Гидрометеоздат, 1975.— С. 384.
78. Макаров А. К., Свердлин В. М. Приборы для измерения рН.— М.: Энергия, 1970.— С. 68.
79. Малов В. В. Пьезорезонансные датчики.— М.: Энергия, 1978.— С. 248.
80. Мар Г. Н., Шендерович И. М., Фолимонов С. А. Дистанционный измеритель уровня для озер и водохранилищ//Труды НИИГМП.— 1983.— Вып. 43.— С. 60—63.
81. Методические указания по эксплуатации океанографического измерительного комплекса зонд-батометр.— Л.: Гидрометеоздат, 1981.— С. 80.
82. Методы обработки результатов наблюдений при измерениях//Труды метрологических институтов СССР.— 1972.— Вып. 134 (194). С. 117.
83. Мельниченко Н. А. Ядерная магнитная релаксация в морской воде: Автореф. дисс. канд. физ.-мат. наук.— Л.: Изд. ААНИИ, 1981.— С. 22.
84. Мишин В. Е., Ротберт И. Л. Малоинерционный полупроводниковый термодатчик для жидких подвижных сред//Автоматизация научных исследований морей и океанов. Ч. 2. МГИ АН УССР.— Севастополь. 1968.— С. 23—29.
85. Нечаев Г. К. Полупроводниковые термосопротивления в автоматике.— Киев: Гостехиздат УССР, 1962.— С. 254.
86. Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств.— Л.: Энергия, 1968.— С. 248.
87. Новицкий П. В., Кнорринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками.— Л.: Энергия, 1970.— С. 423.
88. Новыш В. В. Измерения заглубления электродов и натяжения кабелей ЭМИТ//Исследование геомагнитного поля на акваториях морей и океанов/ИЗМИРАН, М. 1978.— С. 200—208.
89. Нуберт Г. П. Измерительные преобразователи неэлектрических величин.— Л.: Энергия, 1970.— С. 360.
90. Ньюмен Дж. Электрохимические системы.— М.: Мир, 1977.— С. 463.
91. Павленко Ю. В., Христофоров Г. Н. Новая конструкция бесконтактного датчика электропроводности морской воды//Труды МГИ АН УССР.— 1966.— Т. 36.— С. 96—102.

92. Парамонов А. Н., Греков Н. А., Иванов А. В. Буксируемый измерительный комплекс для исследования изменчивости интегральной температуры верхнего слоя океана//Океанология.—1980.—Т. 20, вып. 4.—С. 937—942.
93. Парамонов А. Н., Кушнир В. М., Забурдаев В. И. Современные методы и средства измерения гидрологических параметров океана.— Киев: Наукова думка, 1979.—С. 248.
94. Пекарь И. К. Методы определения температуры и перспективы применения кварцевых резонаторов в термометрии//Обзоры по электронной технике.—1970.—Вып. 7 (23).—С. 39.
95. Полулях К. С., Гусельников В. К. К теории бигенераторных аналого-цифровых преобразователей физических величин//Метрология.—1983.—№ 7.—С. 10—14.
96. Попов Н. И., Федоров К. Н., Орлов В. М. Морская вода.—М.: Наука, 1979.—С. 327.
- 97. Прыткин Л. М., Драновский М. Г., Паркшеян Х. Р. Клей и их применение в электротехнике.—М.: Энергоатомиздат, 1983.—С. 136.
98. Проблемы получения и обработки информации о физическом состоянии океана и атмосферы над ним//Экспресс-информация, № 5.—Киев: Наукова думка, 1966.—С. 103.
99. Проблемы получения и обработки информации о физическом состоянии океана/Изд. МГИ АН УССР.—Севастополь, 1967.—С. 256.
100. Расчет и конструирование расходомеров/Под ред. П. П. Кремлевского.—Л.: Машиностроение, 1978.—С. 224.
101. Руководство по гидрологическим работам в океанах и морях.—Л.: Гидрометеоздат, 1977.—725 с.
102. Сабинин К. Д. О выборе соответствия между периодичностью измерений и инерционностью прибора//Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана, 3. 1967. № 7.—С. 473—480.
103. Сгибов А. П., Трухачев Б. С., Носовский А. В. Температурная компенсация ухода нуля мостового тензопреобразователя//Приборы и системы управления. 1975. № 11.—С. 24—26.
104. Селин Е. А., Воловский В. В., Пекарь И. К. Автономный цифровой фоторегистратор температуры морской воды//Автоматизация научных исследований морей и океанов. Ч. 1/МГИ АН УССР, Севастополь: 1970, С. 74—78.
105. Семенов В. Ю., Фонарев Г. А. Измерение производных естественного электрического поля в море//Морское магнитотеллургическое зондирование/ИЗМИРАН.—М. 1978.—С. 71—74.
106. Серавин Г. Н. Измерение скорости звука в океане.—Л.: Гидрометеоздат, 1979.—С. 136.
107. Синтез активных RC-цепей/Под ред. А. А. Ланнэ.—М.: Связь, 1975.—С. 296.
108. Смагин А. Г. Прецизионные кварцевые резонаторы.—М.: Изд-во стандартов, 1964.—С. 240.
109. Смагин А. И., Мильштейн Б. Г. Исследование основной метрологической характеристики кварцевых частотных термометров//Измерительная техника. 1975. № 7. С. 60—61.
110. Степанюк И. А., Унгерман М. Н. Измерение температуры и солёности морской воды на поисковых и промысловых судах.—Мурманск: Кн. изд-во, 1969.—103 с.
111. Степанюк И. А. Автономный термограф с дискретной магнитной записью//Труды ЛГМИ.—1971.—Вып. 44.—С. 41—46.
112. Степанюк И. А. Исследование и разработка измерительных схем для океанологических наблюдений: Автореф. дисс. канд. техн. наук. Л.: Изд. ЛГМИ, 1973.—20 с.
113. Степанюк И. А. Применение динамической шкалы отсчета для повышения стабильности измерительных океанологических схем//Исследование и освоение Мирового океана. Вып. 65/ЛПИ.—Л.—1978.—С. 27—31.
114. Степанюк И. А. Линеаризация характеристик измерительных преобразователей температуры морской воды с применением динамической шкалы

отсчета//Исследование и освоение Мирового океана.— 1978.— Вып. 66.— С. 106—112.

115. Степанюк И. А., Цветков В. И., Дукальская М. В. Использование переменного шага квантования по времени при океанологических измерениях//Исследование и освоение Мирового океана.— 1980.— Вып. 71.— С. 113—120.

116. Степанюк И. А., Псаломщиков В. Ф. Линеаризация характеристик измерительных океанологических преобразователей температуры с частотно-модулированным выходным сигналом//Исследование и освоение Мирового океана.— 1980.— Вып. 72.— С. 3—13.

117. Степанюк И. А. Использование инфранизкочастотных электромагнитных полей для целей получения гидрофизической информации//Исследование и освоение Мирового океана.— 1982.— Вып. 77.— С. 135—140.

118. Степанюк И. А. Вариации электрического и магнитного полей в приводном слое атмосферы при морском волнении//Структура и динамика вод Мирового океана.— 1983.— Вып. 80.— С. 140—146.

119. Степанюк И. А., Коровин В. П. Электрохимический измерительный преобразователь скорости движения воды//Сб. работ ЛГМО.— 1983.— Вып. 13.— С. 122—127.

120. Степанюк В. А. К вопросу выбора оптимальной частоты измерительного генератора при определении величины гидрофизического параметра с заданной точностью//Труды ААНИИ.— 1972.— Т. 301.— С. 65—67.

121. Степанюк В. А., Сало С. А. Исследование стабильности и выбор чувствительных элементов температуры//Методы океанологических исследований.— 1976.— Вып. 59.— С. 25—31.

122. Стрижевский И. В., Дмитриев В. И., Финкельштейн Э. Б. Хемотроника.— М.: Наука, 1974.— С. 192.

123. Сопад Э. Д. Электропроводность как метод определения солёности морских вод.— М.: Гидрометеиздат, 1958.— С. 139.

124. Тимец В. М. Двухкомпонентный цифровой феррозондовый компас для автономных измерителей течений//Исследование и освоение Мирового океана.— 1978.— Вып. 65.— С. 75—80.

125. Тимец В. М. К вопросу об определении среднего направления течений в автономных измерителях течений//Труды ЛГМИ.— 1976.— Вып. 57.— С. 110—113.

126. Трейер В. В. Электрохимические приборы.— М.: Советское радио, 1978.— С. 88.

127. Трухачев Б. С., Удалов Н. П. Полупроводниковые тензопреобразователи.— М.: Энергия, 1968.— С. 78.

128. Удалов Н. П. Полупроводниковые термоуправляемые сопротивления.— М.: Оборонгиз, 1959.— С. 90.

129. Ультразвук/Под ред. И. П. Голямина.— М.: Советская энциклопедия, 1979.— С. 400.

130. Унгерман М. Н. Устройство для измерения и регистрации солёности морской воды.— Рыбное хозяйство.— 1968. № 7. С. 25—29.

131. Унгерман М. Н., Губер П. К. Техника океанологических наблюдений на поисковых и промысловых судах.— М.: Пищевая промышленность, 1973.— С. 211.

132. Ферриты и магнитодиэлектрики/Под ред. Н. Д. Горбунова и Г. А. Матвеева.— М.: Советское радио, 1968.— С. 176.

133. Физика океана/Под ред. Ю. П. Доронина.— Л.: Гидрометеиздат, 1978.— С. 294.

134. Фиш М. Л., Лаптев Ю. В. Диффузионные преобразователи неэлектрических величин.— Киев: Техника, 1979.— С. 119.

135. Фонарев Г. А., Семенов В. Ю. Электромагнитное поле морских поверхностных волн//Исследование геомагнитного поля на акваториях морей и океанов/ИЗМИРАН.— М.: 1978.— С. 143—150.

136. Фонарев Г. А. Прикладные аспекты морских электромагнитных исследований//Изучение глубинного строения земной коры и верхней мантии на акваториях морей и океанов электромагнитными методами/ИЗМИРАН.— М. 1981.— С. 99—107.

137. Фремке А. Ф. Телеизмерения.— М.: Высшая школа, 1968.— С. 262.
138. Хажуев В. И. Методы и средства изменения удельной электрической проводимости жидкости//Труды Метрологических институтов СССР.— 1976 Вып. 194 (254).— С. 25—32.
139. Хунджуа Г. Г. Аппаратура, методика и результаты регистрации турбулентных пульсаций солености, температуры и скорости течения в океане: Автореф. дисс. канд. физ.-мат. наук.— М.: Изд-во МГУ, 1961.— С. 22.
140. Хунджуа Г. Г. К теории бесконтактного метода определения солености морской воды//Изв. АН СССР. Сер. геофиз.— 1961.— № 2.— С. 45—51.
141. Храмов А. В. и др. Аппаратура для автоматического измерения концентрации молекулярного кислорода, растворенного в морской воде//Автоматизация научных исследований морей и океанов/МГИ АН УССР.— Севастополь. 1969.— С. 45—53.
142. Четверкин Е. И. Акустические источники и приемники информации в океанологической измерительной технике.— Л.: Изд-во ЛПИ, 1978.— С. 68.
143. Шауб Ю. Б. Новые методы электротрии в морских исследованиях.— М.: Наука, 1985.— С. 216.
144. Шауб Ю. Б., Деменов В. Н. Измерение поверхностного волнения электрической установкой на ходу судна//Океанология.— 1983.— Т. 23.— № 4.— С. 707—711.
145. Шендерович И. М. Аппаратура для изучения волн цунами.— Л.: Гидрометеоиздат, 1977.— С. 86.
146. Шефтель И. Т. Терморезисторы.— М.: Наука, 1973.— С. 415.
147. Шлихтинг Г. Теория пограничного слоя.— М.: Мир, 1968.— С. 742.
148. Шукшунов В. Е. Корректирующие звенья в устройствах измерения нестационарных температур.— М.: Энергия, 1970.— С. 120.
149. Шули А. Электронная аппаратура в океанографии.— Л.: Гидрометеоиздат, 1967.— С. 64.
150. A linear quartz crystal temperature sensitive transducer.— ISA Trans., 1965, v. 4, N 4, p. 349—354.
151. Bradshaw A., Schleicher K. Compressibility of distilled water and sea water.— Deep-Sea Res., 1976, v. 23, N 7, p. 583—593.
152. Castle P. F. A temperature compensated silicon strain transducer.— Strain, 1974, v. 10, N 1, p. 22—25.
153. Conductivity/Salinity, Temperature, Depth Measuring System.— Guildline Instruments. Bulletin 7661.— 2 p.
154. Connors D. N., Kester D. R. Effect of major ion variations in the Marine environment on the specific gravity-conductivity — chlorinity-salinity relationship.— Mar. Chem., 1974, N 2, p. 301—314.
155. Cox R. A., Culkin F., Riley I. P. The electrical conductivity/chlorinity relationship in natural sea-water.— Deep-Sea Res., 1967, 14, N 2, p. 203—220.
156. Gregg M. C., Cox C. S. Measurement of the oceanic microstructure of temperature and electrical Conductivity.— Deep-Sea Res., 1971, v. 18, N 9, p. 925—934.
157. CT/3 current measuring system.— Environmental Equipment Division, 1975.— 8 p.
158. Faust R. C., Marrinan H. J.— J. appl. Phys., 1955, v. 6, p. 351—358.
159. Filloux J. H. Techniques and instrumentation for study of nature electromagnetic induction of the sea.— Phys. Earth and Planet, inter, 1973, N 7, p. 323—338.
160. Hammond D. L. Quartz crystal temperature transducer.— Pat. USA, N 3423609.
161. Hello O. Impoved Capillary Direct Current Cell Suitable for Conductometric Titrations.— Analytical Chemistry, v. 44, N 3, 1972, p. 646—648.
162. International oceanographic tables.— Paris: Nat. inst. oceanographic Great Britain and UNESCO, 1968.— 128 p.
163. Instruction of operation and maintenance on portable long-period wave recorder.— The Wako Koeki Co. Ltd.— 12 p.
164. Irish J. D., Snodgrass F. E. Quartz crystals as multipurpose oceanographic sensors.— Deep-Sea Research, 1972, v. 19, p. 165—169.

165. Jerman Alexander J. An ocean depth sensor utilizing a tunnel diode as the pressure sensing element.—*Marine Sci. Instrum.*, v. 4, 1968, p. 541—544.
166. Karrer H. E., Leach J. A. A quartz resonator pressure transducer.—*IEEE Trans. Ind. Electron and Control Instrum.*, 1969, v. 16, N 1, p. 44—50.
167. Kremling K. Comparison of specific gravity in natural sea-water from hydrographical tables and measurements by a new density instrument.—*Deep-Sea Res.*, 1972, v. 19, N 5, p. 377—383.
168. Levigion M. Temperatur-Kompensation elektrischer Größen.—*Arch. techn. Mess.*, 1973, S. 177—180.
169. Lonquet-Higgins M. S. e. a. Ocean Wave Spectra.—*Proc. NAS Conf.*, Easton, Maryland, 1961, v. 3, p. 214—220.
170. Mangelsdorf P. L. Salinity measurements in estuaries.—*Estuaries*, Washington, D. C., 1967, v. 45, p. 71—79.
171. Mark III Digital Conductivity, Temperature and Pressure Measuring System.—Neil Brown Instrument System, Inc.—6 p.
172. Mitsuyasu H. e. a. Observation of the power spectrum of ocean waves using a cloveleaf buoy.—*J. Phys. Oceanogr.*, 1980, v. 10, N 2, p. 286—296.
173. Park K., Burt W. V. Electrolytic conductance of Sea-water and the salinometer.—*J. Oceanogr. Soc. Jap.*, 1965, v. 21, No 2, p. 69—81; No 3, p. 124—132.
174. Pressure and temperature transducers.—National Semiconductor, (каталог): Б. И., 1980.
175. Pressure transducers.—Kulite Semiconductor (каталог): Б. И., 1980.
176. Smith C. S. Piezoresistance effect in germanium and silicon.—*Phys. Rev.*, v. 94, 1954, p. 42—49.
177. Snodgrass F. Shore-based recorder of low-frequency ocean waves.—*Trans. American Geoph. Union*, 1958, v. 39, N 1, p. 57—63.
178. Spencer W. H. An improved transducer temperature-compensation technique.—*IEEE Trans.*, 1972.
179. Thurston R. N. Effective elastic coefficients for wave propagation in crystals under stress.—*J. Acoust. Soc.*, 1965, v. 37, N 2, p. 348—356.
180. Van Dorn W. G. A new long-period wave recorder.—*J. Geoph. Res.*, 1960, v. 65, N 11, p. 115—122.
181. Whitlow B. Y. L., Porter M. I. A method of reducing the time lag of transducers which have an exponential response.—*Electronic Engin.*, sept. 1959, p. 125—134.
182. Zias A. R., Hare W. F. J. Integration brings a generation of lowcost transducers.—*Electronics*, 1972, v. 45, N 25, p. 83—88.

# Предметный указатель

- Акселерометр 207  
— магнитоэлектрический 207  
Аттестация метрологическая 12
- Градиент температуры вертикальный 66  
—, измерение 66
- Двойной электрический слой 85, 89, 251  
—, емкость 91, 96, 211, 220  
—, заряд 91
- Действительное значение 7  
Делитель напряжения индуктивный 114
- Интервал дискретности 15
- Мод:  
Греть 255  
двоичный 255  
компенсатор среднего давления 131, 206  
поборка мембранная 127  
коррекция:  
нелинейности ППТР 36, 147  
динамических свойств 82  
технологического разброса ППТР 39  
коэффициент:  
преобразования 6  
Пуассона 127, 133  
рассеивания 32  
сопротивления температурный 27  
обмена 69  
—, измерение 69
- Мембрана:  
гофрированная 127  
заземленная 127  
плоская 126  
с жестким центром 128
- Ост:  
постоянного тока 22, 42, 77, 135, 144  
Сети 218, 221  
Хевисайда 111  
уфта магнитная 229
- Нелинейность:  
влияние на свойства информации 19  
коррекция 26, 36
- Неточность 7  
абсолютная 8  
аддитивная 7  
амплитудная 10  
динамическая 7  
—, вызванная нелинейностью 21  
мультипликативная 7  
основная 7  
относительная 8  
приведенная 8  
систематическая 7  
случайная 7  
—, доверительные границы 13  
статическая 7, 13  
фазовая 10
- Поляризация электрохимическая 91, 179  
—, уравнение 91
- Порог чувствительности 7  
— энергетический 17
- Постоянная времени 9
- Потенциал:  
двойного слоя 85, 91, 176, 207  
мембранный 194
- Правильность средств измерений 8  
Преобразователь пульсаций температуры 75  
— дифференциальный 76  
— термобатарейный 64  
— электрохимический 84
- Сильфон 126, 129  
Система измерительная 6  
Срезы пьезокварцевые 59, 169  
Старение ППТР 35  
— искусственное 36  
ферритов 106  
Сходимость показаний 8
- Терморезисторы 19, 27, 147, 248  
— полупроводниковые 31, 77  
— проводочные 27
- Тензорезистор 24  
полупроводниковый 139  
проволочный 133  
фольговый 138
- Токи теллурические 235  
Точность измерений 8  
Трубка Бурдона 126, 129
- Феррозонд 257  
двухстержневой 258  
тороидальный 260
- Фильтры:  
гидравлические входные 196  
— для воздушно-пузырьковой фазы 119, 123  
гираторные 201  
полосовые 65, 79, 198
- Функция передаточная 10  
преобразования 12, 19  
спектральной плотности 15, 26, 78
- Характеристика градуировочная 6  
температурно-частотная 60
- Эффект:  
диффузионный 193  
Доплера 240  
«иллюзии дискретизации» 15  
локализации энергии 169  
редоксокинетический 91  
«трансформаторный» 233

# Оглавление

Предисловие	1
Глава 1. Основные свойства океанологических измерительных преобразователей	
1.1. Общие свойства	
1.2. Метрологические особенности	1
Глава 2. Преобразователи температуры морской воды	2
2.1. Проволочные и полупроводниковые терморезисторы	5
2.2. Пьезокварцевые преобразователи	5
2.3. Термобатарейные преобразователи	6
2.4. Интегральные преобразователи температуры верхнего квазигоризонтального слоя моря	7
2.5. Преобразователи турбулентных пульсаций температуры	7
Глава 3. Преобразователи электрической проводимости морской воды	8
3.1. Использование преобразователей электрической проводимости для определения солености	
3.2. Кондуктивные преобразователи	8
3.3. Индуктивные преобразователи	10
3.4. Использование преобразователей для определения объемной концентрации пенно-пузырьковых образований	1
3.5. Использование преобразователей для измерений в двухфазной среде приповерхностного слоя моря	1
Глава 4. Преобразователи гидростатического давления	11
4.1. Чувствительные элементы преобразователей гидростатического давления	
4.2. Резистивные преобразователи	11
4.3. Индуктивные преобразователи	11
4.4. Резонансные преобразователи	11
4.5. Объемные тензопреобразователи	11
Глава 5. Преобразователи гидрохимических характеристик	11
5.1. Преобразователи pH	
5.2. Преобразователи устройств для определения концентрации растворенного в морской воде кислорода	11
5.3. Ионоселективные преобразователи	11
Глава 6. Преобразователи уровня	11
6.1. Способы выделения характерных периодов колебаний уровня	
6.2. Поплавковые преобразователи уровня	
6.3. Преобразователи уровня гидростатического типа	
Глава 7. Преобразователи характеристик морского волнения	
7.1. Поплавковые преобразователи	
7.2. Струнные преобразователи	
7.3. Емкостные и электромагнитные преобразователи	
7.4. Специализированные типы преобразователей	
Глава 8. Преобразователи скорости течения	
8.1. Тахометрические преобразователи	
8.2. Электромагнитные преобразователи	
8.3. Акустические преобразователи	
8.4. Специализированные преобразователи скорости течения	
Глава 9. Преобразователи направления в устройствах для измерения течений	
9.1. Магнитные преобразователи	
9.2. Феррозондовые преобразователи	
Список литературы	
Предметный указатель	