



**В. В. Малов**

# **ПЬЕЗО- РЕЗОНАНСНЫЕ ДАТЧИКИ**

2-е издание,  
переработанное и дополненное



**МОСКВА  
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ**

**1989**

ББК 32.96-04  
М19  
УДК 681.586.773

Рецензент В.И. Ваганов

**Малов В.В.**

М19 Пьезорезонансные датчики. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 272 с.: ил.  
ISBN 5-283-01507-6

Рассмотрены принципы построения датчиков различных физических величин на основе пьезоэлектрических резонаторов. Приведены их наиболее распространенные схемы и конструктивные решения, а также эксплуатационные характеристики. Показаны особенности обработки выходных сигналов датчиков. По сравнению с изданием 1978 г. материал книги значительно обновлен, впервые систематизирован опыт создания и применения датчиков на базе преобразователей на поверхностных акустических волнах.

Для инженерно-технических работников в области разработки и проектирования приборов и средств автоматизации.

М 2402020000-560 238-89  
051 (01)-89

ББК 32.96-04

ISBN 5-283-01507-6

© Энергия, 1978  
© Энергоатомиздат, 1989, с изменениями

## ПРЕДИСЛОВИЕ

С момента выхода в свет первого издания книги "Пьезорезонансные датчики" прошло более десяти лет. За эти годы пьезорезонансные методы измерений получили дальнейшее развитие. Сегодня практически во всех передовых промышленных странах мира освоен выпуск датчиков этого типа и приборов на их основе.

Предлагаемое читателю второе издание книги написано с учетом достижений в рассматриваемой области в последние годы. Структура книги не претерпела значительных изменений. Как и в первом издании, в книге в систематизированной форме изложены основы теории, методов построения и рассмотрены вопросы практического применения пьезорезонансных датчиков.

В дополнение к первому изданию в текст введен ряд новых разделов. Один из них посвящен рассмотрению пьезорезонансных датчиков на основе преобразователей поверхностных акустических волн (ПАВ), Датчики на ПАВ, активно разрабатываемые в последнее время, открывают новые возможности в технике измерений.

На развитие практически всех отраслей приборостроения сегодня большое воздействие оказывает применение микропроцессоров и ЭВМ. Эта техника поднимает на новый уровень и пьезорезонансный метод измерений. Достижения в этой области также нашли отражение в работе. В книгу введены многочисленные примеры новых схемно-конструктивных решений пьезорезонансных датчиков, расширен и круг рассматриваемых вопросов теории этих приборов. Заметно обновлена библиография. Желающие ознакомиться с работами, выполненными до 1975 г., могут обратиться к библиографии первого издания [1]. Значительная часть книги переработана и дополнена с учетом результатов, полученных автором и коллективом, в котором он работает.

Можно уверенно говорить о том, что пьезорезонансные методы сформировались сегодня в самостоятельное, интенсивно развивающееся направление, играющее важную роль в

технике измерений. Большой вклад в становление этого направления внесли своими работами канд. техн. наук В.Н. Симонов, В.М. Макаров, Ю.Г. Орлов, О.А. Макарова, В.Е. Иващенко, В.И. Бутурлин, Ю.И. Гладков, С.Ф. Травкина, А.П. Руденков и инж. М.В. Волков, В.Ф. Семенов, В.Д. Козловский, С.А. Арабей.

Хочется высказать признательность всем товарищам, любезно предоставившим возможность включить в книгу результаты своих исследований, в первую очередь канд. физ.-мат. наук С.Н. Кондратьеву и канд. техн. наук И.Е. Сыромолотнову, В.Ю. Снитко. Автор будет благодарен за отзывы и замечания, которые просит направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб. 10, Энергоатомиздат.

*Автор*

## ВВЕДЕНИЕ

В современной технике стабилизации частоты ведущее место занимают пьезоэлектрические приборы. По совокупности важнейших показателей — диапазону рабочих частот, добротности, временной и температурной стабильности, воспроизводимости параметров, габаритам, массе, а также стоимости — пьезоэлектрические резонаторы далеко обогнали другие типы электромеханических резонансных преобразователей.

Современное производство пьезоэлектрических резонаторов характеризуется высоким уровнем технологии и базируется на использовании групповых методов изготовления изделий, характерных для микроэлектроники. Производство пьезоприборов постоянно растет, и в настоящее время объем выпуска этих изделий достигает сотен миллионов штук в год.

Постоянно расширяются и области применений пьезоприборов резонансного типа.

Если раньше основной сферой применений пьезорезонаторов были радиотехнические системы и устройства связи, то сегодня рынок этих устройств решающим образом определяется потребностями часовой промышленности, микропроцессорной техники, производством товаров культурно-бытового назначения.

Бурный прогресс пьезоэлектроники за последние десятилетия создал хороший фундамент для развития перспективного направления в технике измерений — пьезорезонансных датчиков, работа которых основана на управлении параметрами пьезорезонаторов и других типов пьезоприборов резонансного типа внешними воздействиями.

Первые попытки применения пьезорезонаторов в технике измерений физических величин относятся к концу 40-х годов нашего столетия. Практическое распространение датчики на основе управляемых пьезорезонаторов стали получать позже, лишь в начале 60-х годов. Именно в это время был достигнут существенный прогресс в разработке пьезоэлектрических устройств стабилизации частоты, вошли в практику цифровые методы измерений частоты и стал производиться в промышленных масштабах искусственно выращиваемый пьезокварц.

Сегодня группа пьезорезонансных датчиков, по многообразию решаемых задач одна из наиболее обширных, включает большое число

средств измерения механических параметров (усилий, давлений, ускорений, массы, угловых скоростей, моментов, деформаций и т.п.), тепловых приборов (термодатчиков, датчиков расхода, вакуума, измерителей электрических параметров, датчиков тепловых потоков), устройств для контроля составов, концентраций газов, влажности, микро-масс. Пьезорезонансные методы широко используются в экспериментальных исследованиях. По разрешающей способности и точности эти устройства во многих случаях превосходят преобразователи, выполненные на других физических принципах. В первую очередь это относится к измерениям механических величин, температуры, микровзвешиванию.

Реализованы приборы с погрешностями в пределах сотых долей процента и порогом чувствительности  $10^{-6}$ – $10^{-7}$  от верхнего предела измеряемой величины. Приборы с пьезорезонансными датчиками находят применение в качестве переносных вторичных эталонов.

Техника пьезорезонансных датчиков постоянно совершенствуется. В последние годы созданы новые разновидности чувствительных элементов, использующих пьезопреобразователи на поверхностных акустических волнах, составные и камертонные пьезорезонаторы объемного типа.

Расширяется и область применений этих датчиков. Они используются в производстве и научных исследованиях, встраиваются в технологическое оборудование, применяются для контроля микроклимата и параметров окружающей среды, в робототехнике, медицине, авиационной и космической технике и во многих других областях.

## ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫХ ДАТЧИКОВ

### 1.1. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА

*Пьезоэлектрический резонатор* (ПР) – разновидность преобразователей электромеханического типа. Основа пьезорезонатора – механический вибратор из кристаллического или поликристаллического пьезоэлектрического материала, выполняемый обычно в виде элемента правильной формы (прямоугольной пластины, диска, стержня и т.д.). На вибратор (пьезоэлемент) наносится система из двух или более электродов, используемых для возбуждения в нем механических колебаний. Для соединения с источником электрической энергии ПР снабжается токоподводами, а для фиксации в присоединенной конструкции – элементами крепления. В основе работы пьезоэлектрического резонатора лежит пьезоэффект, обеспечивающий преобразование входного электрического напряжения, подводимого к электродам, в механическое напряжение в теле вибратора (обратный пьезоэффект), и ответную реакцию по выходу в виде зарядов на электродах, возникающих в результате деформаций вибратора под действием механических напряжений (прямой пьезоэффект). Обратимость пьезоэлектрических преобразователей позволяет выполнять элемент в виде двухполюсника, объединяющего системы электрического возбуждения механических колебаний и съема электрического сигнала, пропорционального их амплитуде.

Как всякое упругое твердое тело, пьезовибратор обладает набором собственных частот механических колебаний. Спектр собственных частот определяется размерами и конструктивным выполнением вибратора и электродов, способом крепления, упругими свойствами пьезоматериала и типом деформаций элемента в процессе колебаний [2, 3].

Для того чтобы заданный тип колебаний мог быть возбужден, необходимо, чтобы электрическое поле, создаваемое при подводе электрического сигнала, возбуждало на основе обратного пьезоэффекта соответствующий тип деформаций в теле вибратора. Пьезоэлектрические материалы анизотропны, их электрофизические и механические свойства неодинаковы по различным направлениям, поэтому в конкретном пьезорезонаторе электрически, через пьезоэффект, возбуждается только часть из собственных частот механических колебаний.

Вдали от частот резонанса ток в цепи возбуждающих электродов мал и определяется в основном межэлектродной емкостью. По мере

приближения частоты возбуждающего напряжения к частоте одного из возбуждаемых пьезоэлектрических резонансов —  $f_p$  пьезовибратора — амплитуда механических колебаний растет, достигая максимума на этой частоте. Пропорционально возрастает и заряд на электродах. Полярность зарядов  $Q$  изменяется с частотой входного сигнала, в результате через пьезоэлемент протекает переменный ток, пропорциональный амплитуде механических колебаний.

Если рассматривать резонатор как электрический двухполюсник, на вход которого задается переменное напряжение  $U$  частотой  $f$ , а выходной характеристикой является ток  $I$  в цепи электродов, то резонатор можно характеризовать комплексным сопротивлением  $Z = U/I$ , зависящим от частоты.

Вблизи частоты резонанса значение  $|Z|$  минимально, и через резонатор протекает максимальный ток.

С точки зрения принципа действия измерительных преобразователей, рассматриваемых в настоящей работе, прирезонансная область электрической амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) пьезорезонатора — наиболее существенная часть его частотного спектра.

Для определения АЧХ пьезорезонатора и его эквивалентной схемы в прирезонансной области воспользуемся универсальным методом У. Мзона, применимым к электромеханическим преобразователям любого типа, в том числе и к пьезоэлектрическим резонансным устройствам. Согласно методу, подробно рассмотренному в [2], для построения эквивалентной схемы пьезопреобразователя необходимо составить уравнение движения вибратора и уравнение пьезоэффекта. Если задаться граничными условиями на двух активных поверхностях резонатора, то после интегрирования можно получить систему из трех уравнений, описывающих электрические и механические процессы в преобразователе. На основе этих уравнений строится эквивалентная схема преобразователя, имеющая в одномерном приближении одну пару электрических и две пары механических зажимов и "идеальный" электромеханический трансформатор, позволяющий связать электрическую и механическую цепи преобразователя. Следующий этап заключается в переходе от "смешанной" эквивалентной схемы, в которой процессы на одной стороне характеризуются электрическими токами, напряжениями и сопротивлениями, а на другой — механическими усилиями и колебательными скоростями, к однородной эквивалентной схеме, все элементы которой имеют вне зависимости от физической природы смысл сопротивлений (активных и реактивных). Для этого перехода используется метод аналогий между механическими и электрическими величинами и объектами (табл. 1.1).

В результате использования метода аналогий любой тип пьезопреобразователя, у которого нагружены только две рабочие поверхности (одномерный случай<sup>1</sup>), может быть описан эквивалентной схемой

---

<sup>1</sup> Многоэлектродные системы рассмотрены в [29].

Таблица 1.1

Механические величины и объекты	Электрические величины и объекты
Сила $F$	Электрическое напряжение $U$
Скорость смещения $V$	Электрический ток $I$
Механическое сопротивление $Z_M = F/V$	Электрическое сопротивление $Z_{\text{э}} = U/I$
Поверхность	Соединительные зажимы
Масса $M$	Индуктивность $L$
Податливость $S$	Емкость $C$

одного из двух видов, различающихся между собой единственным элементом — статической емкостью  $-C_0$  (рис. 1.1). При закороченной емкости  $-C_0$  схема справедлива для преобразователей, в которых упругие волны распространяются перпендикулярно по отношению к электрическому полю возбуждения. Идеальный электромеханический трансформатор характеризуется коэффициентом  $N$ , определяемым как отношение статической внешней силы к возбуждаемому ею внутреннему электрическому напряжению. Коэффициент трансформации  $N$  зависит от конструкции преобразователя, типа колебаний и определяется упругими, пьезоэлектрическими и диэлектрическими свойствами материала.

С практической точки зрения интерес представляет работа преобразователя в трех режимах<sup>1</sup>:

*в заторможенном, или режиме холостого хода*, при котором скорости смещений поверхностей равны нулю, а комплексные сопротивления нагрузки бесконечны ( $U_1 = U_2 = 0$ ;  $Z_{M1} = Z_{M2} = \infty$ );

*в ненагруженном, или режиме короткого замыкания*, при котором усилия  $F_1$  и  $F_2$ , действующие на поверхности, и комплексные сопротивления нагрузки равны нулю ( $F_1 = F_2 = Z_{M1} = Z_{M2} = 0$ );

*в промежуточном режиме*, при котором скорости и силы на поверхности имеют конечные значения.

**Заторможенный пьезопреобразователь.** Для этого режима "зажимы" на механической части разомкнуты ( $Z_M = \infty$ ), и эквивалентная схема содержит единственный элемент — статическую межэлектродную емкость  $C_0$ .

**Ненагруженный преобразователь.** Примером такого преобразователя служит резонатор, работающий в вакууме. В этом случае механические зажимы замкнуты ( $Z_{M1,2} = 0$ ) и схема упрощается. При условии

$$\operatorname{tg} \frac{\omega l}{v} = \frac{\pi}{2}; \quad \frac{3\pi}{2}; \quad \dots; \quad \frac{2n-1}{2} \frac{\pi}{2}$$

<sup>1</sup> При описании резонаторов использованы стандартные обозначения [3].

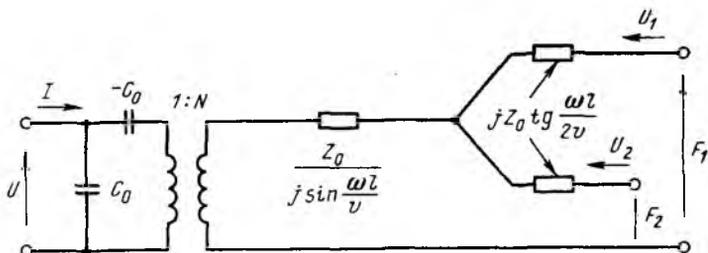


Рис. 1.1. Эквивалентная схема пьезопреобразователя:

$v$  – скорость распространения упругих волн;  $l$  – резонансный размер

электромеханический трансформатор оказывается замкнутым в механической части. Этому условию соответствует режим последовательного резонанса, при котором ток  $I$  максимален.

Для нахождения эквивалентной схемы ненагруженного преобразователя вблизи частоты основного резонанса  $\omega_p$  воспользуемся соотношением

$$\frac{2Z_0}{j \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_p}} = \frac{2Z_0}{j \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \left( 1 + \frac{\epsilon}{\omega_p} \right)} = j\pi Z_0 \left( \frac{\epsilon}{\omega_p} + \frac{\pi^2}{12} \frac{\epsilon^3}{\omega_p^3} + \dots \right), \quad (1.1)$$

где  $\omega_p = 2\pi f_p = \pi v/l$ ;  $\omega = \omega_p + \epsilon$ .

Если заменить сопротивление  $2Z_0/j \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_p}$  последовательной цепочкой из сосредоточенной индуктивности  $L_1$  и емкости  $C_1$  так, чтобы  $\omega_p = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ , то, как нетрудно убедиться, комплексное сопротивление такой цепочки  $Z = j(\omega L_1 - 1/\omega C_1)$  может быть представлено в виде ряда, аналогичного (1.1), и поэтому схема сводится к схеме с сосредоточенными параметрами (рис. 1.2). Физический смысл сосредоточенных "механических" индуктивности  $L_1$  и емкости  $C_1$  достаточно очевиден. В соответствии с табл. 1.1 индуктивность пропорциональна массе пьезоэлемента, а емкость – его податливости. Исключая из схемы трансформатор, приходим к эквивалентной схеме ненагруженного пьезорезонатора (рис. 1.3), в которой

$$L_k = \frac{L_1}{4N^2}; \quad (1.2)$$

$$C_k = 4N^2 C_1. \quad (1.3)$$

Активные механические потери в первом приближении учитываются сопротивлением  $R_k$ .

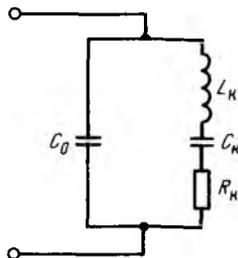
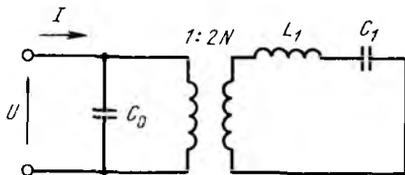


Рис. 1.2. Приведенная эквивалентная схема ненагруженного преобразователя

Рис. 1.3. Эквивалентная схема ненагруженного пьезорезонатора

**Нагруженный преобразователь.** Третий из рассматриваемых режимов, режим нагруженного преобразователя, характеризуется наличием акустической нагрузки ( $F_{1,2} \neq 0$ ;  $U_{1,2} \neq 0$ ). Акустическая нагрузка  $Z_a$  одной рабочей поверхности может быть чисто реактивной, изменяющей только эквивалентную податливость колебательной системы, чисто активной, изменяющей потери энергии резонатора на излучение, а также комплексной, влияющей одновременно и на податливость, и на эквивалентные потери резонатора. Вопрос о влиянии акустической нагрузки рассмотрен ниже (см. § 2.4 и гл. 7). Здесь же уместно указать, что нагруженный резонатор может быть представлен эквивалентной схемой, аналогичной схеме ненагруженного пьезорезонатора, при внесении соответствующих поправок на численные значения емкости  $C_K$  (податливость) и сопротивление  $R_K$  (потери).

**Анализ эквивалентной схемы.** В большей части спектра реактивная проводимость носит емкостный характер, и только в узком диапазоне частот  $f_r - f_a$  резонатор ведет себя подобно индуктивности. На частотах  $f_r$  и  $f_a$  реактивная составляющая полной проводимости равна нулю. Низшую из этих частот  $f_r$  принято называть *частотой резонанса*, верхнюю  $f_a$  — *частотой антирезонанса*.

Две другие частоты  $f_s$  и  $f_p$  характеризуются тем, что на первой из них ( $f_s$ ) наблюдается максимум проводимости в динамической ветви  $L_K, C_K, R_K$ , на второй  $f_p$  — ее минимум. Частоту  $f_s$  называют *частотой последовательного резонанса*. Эта частота совпадает с частотой механического резонанса пьезовибратора и, таким образом, характеризует наиболее точно механические свойства пьезорезонатора:

$$f_s = 1/2\pi \sqrt{L_K C_K}. \quad (1.4)$$

Частоту  $f_p$  называют *частотой параллельного резонанса*:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{L_K C_K} \left( 1 + \frac{C_K}{C_0} \right) \right\}^{1/2}. \quad (1.5)$$

Из сравнения соотношений (1.4) и (1.5) видно, что *межрезонансный промежуток*  $\Delta f = f_p - f_s$  определяется *емкостным отношением*

$$m = C_K / C_0. \quad (1.6)$$

Обычно  $m \ll 1$ , поэтому

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{1}{2} m. \quad (1.7)$$

В общем случае частота последовательного резонанса  $f_s$  отличается от частоты резонанса  $f_r$ , а частота параллельного резонанса  $f_p$  от частоты антирезонанса  $f_a$ . Однако для  $m \ll 1$  можно полагать, что

$$f_s = f_r \quad \text{и} \quad f_p = f_a. \quad (1.8)$$

Оценки показывают, что для пьезорезонаторов из кварца ( $m \approx 4 \times 10^{-3}$ ) относительные разности пренебрежимо малы:

$$\frac{f_s - f_r}{f_s} \approx \frac{f_p - f_a}{f_a} \approx 2 \cdot 10^{-7}. \quad (1.9)$$

Столь же мало отличаются от частот  $f_s$  и  $f_r$  и частоты  $f_m$  и  $f_n$ , соответствующие максимуму и минимуму полной проводимости. Так что вместо трех пар характеристических частот мы будем упоминать далее всегда только две характеристические частоты — частоту последовательного или механического резонанса  $f_s$  и частоту параллельного резонанса  $f_p$ .

Наряду с резонансными частотами другой практически важной характеристикой пьезорезонатора является его *механическая добротность*  $Q$ , определяемая как

$$Q = \frac{2\pi f_s L_K}{R_K} = \frac{1}{2\pi f_s C_K R_K} = \frac{\pi}{\delta}, \quad (1.10)$$

где  $\delta$  — логарифмический декремент затухания.

Механическая добротность характеризует способность резонатора сохранять запасенную в нем механическую энергию.

## 1.2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ. КЛАССИФИКАЦИЯ ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫХ ДАТЧИКОВ

### а) Методы управления пьезорезонаторами

Пьезорезонансными датчиками (ПРД) первоначально [1] назывались измерительные преобразователи, в которых роль чувствительного элемента выполнял пьезоэлектрический резонатор. Это определение в середине 70-х гг. можно было считать достаточно исчерпывающим, поскольку

ку пьезорезонаторы на объемных акустических волнах (ОАВ) были практически единственной разновидностью пьезоприборов, применявшихся в датчиках резонансного типа.

В последние годы, однако, ситуация существенно изменилась: в практику все шире стали входить различные типы резонансных пьезоприборов — фильтров, резонаторов, линий задержки и других, в которых использовались поверхностные акустические волны (ПАВ) [5, 6, 12, 14] и приповерхностные волны (ППАВ) [13]. Эти преобразователи начали получать распространение и в датчиках [159, 160]. Как и традиционные ПРД на ОАВ, эти пьезоэлектрические преобразователи характеризуются наличием резонансных электрических свойств чувствительных элементов, что позволяет их также отнести к классу пьезорезонансных датчиков.

В этой связи в настоящем издании книги пьезорезонансными датчиками будем называть измерительные преобразователи, в которых роль чувствительного элемента выполняет пьезоэлектрический резонатор либо пьезопреобразователь, обладающий резонансными электрическими свойствами. Принятое определение является более универсальным, охватывая как все разновидности акустических волн, пригодных для реализации селективных пьезоприборов, так и все модификации этих приборов — резонаторы, фильтры, линии задержки, нелинейные преобразователи типа конвольверов и т.д.

В отличие от традиционных пьезодатчиков генераторного типа, работающих на основе прямого пьезоэффекта, пьезорезонансные являются датчиками параметрического типа, в которых преобразование входного воздействия осуществляется в результате модуляции параметров пьезорезонатора.

Пьезорезонансные датчики — один из наиболее универсальных типов первичных измерительных преобразователей (ИП).

Универсальность пьезорезонатора как преобразователя физических величин определяется возможностью варьировать в широких пределах его свойства и избирательность реакций на воздействия различной физической природы. Большие ресурсы для управления свойствами преобразователя заложены в анизотропии пьезоэлектриков и многообразии типов колебаний вибратора. Использование указанных факторов и создает предпосылки к применению ПРД для решения широкого круга задач.

Как колебательная система пьезорезонатор может быть представлен в виде структуры, состоящей из четырех основных элементов: вибратора, пленочных покрытий на его поверхностях (к ним относятся и электроды возбуждения), элементов крепления вибратора и, наконец, окружающей среды.

В процессе колебаний между элементами структуры происходит взаимодействие (обмен энергией), определяющее особенности поведения пьезорезонатора как электрического элемента и вид его электри-

ческой амплитудно-частотной характеристики. Измеряемое воздействие модулирует характеристические параметры элементов структуры ПР и взаимодействие между этими элементами. В результате изменяется амплитудно-частотная характеристика ПР. В модуляции амплитудно-частотной характеристики ПР и заключается суть работы пьезорезонансных датчиков.

Как правило, колебания ПР возбуждаются вблизи одной из его резонансных частот. Для этого режима наиболее существенными характеристиками резонатора являются значения частот последовательного  $f_s$  и параллельного  $f_p$  резонансов, электрического комплексного сопротивления  $Z$  (активной и реактивной составляющих, абсолютное значение  $|Z|$ ), а также фазового сдвига между напряжением на резонаторе и током через него. При работе резонатора в качестве элемента, преобразующего измеряемое воздействие  $Y$ , наиболее важны зависимости: характеристических частот резонанса или антирезонанса  $f_s(Y)$  и  $f_p(Y)$ ;

модуля электрического комплексного сопротивления  $|Z(Y)|$ ; сдвига фазы между током и напряжением  $\varphi(Y)$ .

Большинство пьезорезонансных датчиков строится по принципу модуляции частоты резонатора (реже антирезонанса) в функции параметра  $Y$ . Пьезорезонаторы, управляемые по частоте, составляют основу частотных пьезорезонансных датчиков (ЧПРД), в которых выходным параметром является частота  $f$  сигнала. На базе ПР, в которых воздействие  $Y$  вызывает модуляцию комплексного сопротивления  $Z$  или проводимости  $1/Z$  на фиксированной частоте, близкой к одной из резонансных частот, строятся амплитудные ПРД (сокращенно АПРД). В этих датчиках информация о входном воздействии заложена в амплитуде  $A(Y)$  выходного тока или напряжения. Иногда АПРД строятся на основе резонаторов, управляемых по частоте.

**Фазовые ПРД (ФПРД)**, в которых выходным сигналом служит фаза переменного тока или напряжения, распространены мало, хотя, как показывает опыт, применение этих преобразователей дает в ряде случаев существенное улучшение порога чувствительности. Они могут выполняться как на основе резонаторов с перестройкой частоты, так и на основе ПР с перестройкой проводимости на фиксированной частоте.

Рассмотрим основные методы управления параметрами пьезорезонатора.

**Управление частотой**, как следует из анализа эквивалентной схемы резонатора, может осуществляться:

1) воздействием на эквивалентную податливость ( $C_K$ ) или на эквивалентную массу ( $L_K$ ) колебательной системы или на оба указанных параметра одновременно. В соответствии с формулами (1.4) и (1.5) в этом случае варьируются обе резонансные частоты;

2) вариацией активных потерь ( $R_K$ ). Увеличение декремента затухания  $\delta$ , как известно, понижает частоту собственных колебаний в соответствии с соотношением  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ ;

3) управлением значением межэлектродной емкости  $C_0$  или емкостного отношения  $m = C_K/C_0$ . Из (1.4) и (1.5) следует, что вариацией  $C_0$  можно управлять только частотой параллельного резонанса.

*Наибольшее распространение получил первый из перечисленных способов, основанный на модуляции эквивалентной податливости ( $C_K$ ) или массы ( $L_K$ ) колебательной системы.*

Для построения ПРД обычно используются высокодобротные резонаторы, в которых декремент затухания настолько мал, что практически не оказывает влияния на резонансные частоты. Это объясняет причины, по которым второй способ управления по частоте не нашел широкого применения.

Третий способ интересен с точки зрения электрического управления межрезонансным промежутком  $\Delta f = f_p - f_s$  и полосой пропускания пьезоэлектрических фильтров. В ПРД управление емкостью  $C_0$  или емкостным отношением  $m$  может достигаться воздействием на константы материала пьезовибратора. Другой способ применим в резонаторах специального типа, в которых между пьезовибратором и электродом (электродами) имеется зазор, вакуумированный либо заполненный материалом с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ . Изменение геометрии зазора, как и варьирование его электрических характеристик, приводит к изменению  $C_0$  и сдвигу частоты колебательной системы в целом. Подобные ИП распространены сравнительно мало. ПРД с управлением геометрией зазора близки по физическому принципу к датчикам емкостного типа, в которых отдельная переменная емкость включена в цепь с пьезорезонатором.

Управление комплексным сопротивлением  $Z$  или электрической проводимостью ПР может осуществляться:

- 1) *вариацией активных потерь ( $R_K$ ) колебательной системы при работе на фиксированной частоте в околорезонансном промежутке частот;*
- 2) *воздействием на реактивные параметры (податливость и массу) при фиксированной частоте возбуждающего напряжения;*
- 3) *комбинированным воздействием на активные и реактивные параметры колебательной системы.*

**Управление фазой.** Фазочастотная характеристика пьезорезонатора однозначно определяется его амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Модуляция фазы — следствие модуляции АЧХ. В основе управления фазой могут лежать как эффекты, порождающие вариацию частоты, так и эффекты, порождающие вариацию проводимости ПР.

Как уже упоминалось выше, пьезорезонатор — колебательная система с распределенными параметрами. Это, однако, не мешает выявлять тот элемент структуры (вибратор, окружающая среда, поверхностная пленка или элемент крепления), на который направлено измеряемое воздействие. Анализ различных типов ПРД показывает, что в структуре пьезорезонатора обычно можно выделить элемент, вариация параметров которого ответственна за изменения, происходящие в структуре в целом.

При построении ПРД получили распространение методы управления, основанные на вариации параметров всех элементов, образующих структуру резонатора.

В *частотных* ПРД применяются воздействия, в основном ориентированные на вибратор и пленку на его поверхности. В этом случае реализуется управление податливостью и массой колебательной системы: податливость определяется в основном упругими свойствами и размерами вибратора, изменения массы ПР связаны с изменениями массы пленки, присоединенной к пьезоэлементу.

В *амплитудных* ПРД воздействие ориентируется обычно на два других структурных элемента — узел крепления резонатора и окружающую среду. Модуляцией акустических свойств этих элементов достигается изменение условий излучения ультразвука с поверхностей резонатора и, следовательно, реализуется управление потерями.

В ряде случаев амплитудные ПРД строятся по методу воздействия на третий структурный элемент — присоединенную пленку с модуляцией ее акустических свойств (вязкости) и потерь на излучение.

## б) Классификация ПРД

Пьезорезонансные датчики, так же как и датчики других типов, могут быть классифицированы по *природе измеряемого датчиком воздействия* (механическое, тепловое, электромагнитное и т.д.). Этот традиционный метод классификации в принципе пригоден, однако в рассматриваемом случае малополезен, так как мало что сообщает о физической стороне процессов, на основе которых реализуется преобразование измеряемого параметра.

Одна из главных целей любой классификации — выделение общего, присущего ряду объектов или явлений. С этой точки зрения классификация ПРД ставит одной из главных целей выделить то общее, характерное, что присуще отдельным разновидностям измерительных преобразователей, относящихся к группе ПРД. С этих позиций более полезной, по мнению автора, является *классификация по типу основного эффекта (механизма), ответственного за преобразование, т.е. модуляцию параметров пьезорезонатора*. Такая классификация позволяет вести с единых позиций анализ ИП, используемых при измерениях величин, различных по своей природе, но работающих на одном и том же физическом механизме преобразования. В конечном счете это упрощает оценки метрологических характеристик и конструирование приборов.

Согласно предлагаемой классификации практически все разновидности ПРД по типу эффекта или механизма, ответственного за модуляцию параметров резонаторов, могут быть отнесены к одной из следующих групп.

1. *ПРД на основе чувствительности к полям* различной физической природы (механическим, тепловым, электромагнитным, оптическим и т.п.).

Среди них наиболее распространенными являются следующие группы датчиков:

*ПРД на основе тензочувствительных пьезорезонаторов*, в которых измеряемое воздействие прямо или косвенно создает в пьезоэлементе механические деформации. Преобразование в параметр реализуется через *тензочувствительность* пьезорезонатора.

*ПРД на основе термочувствительных пьезорезонаторов*. В этих датчиках измеряемый параметр прямо или косвенно воздействует на среднюю температуру (или ее распределение по объему) пьезоэлемента. Преобразование параметра осуществляется посредством *термочувствительности* ПР.

*ПРД на основе пьезорезонаторов, чувствительных к акустической нагрузке*, комплексному сопротивлению  $Z_m$ . В этих устройствах<sup>1</sup> измеряемый параметр модулирует условия излучения ультразвука с колеблющихся поверхностей пьезоэлемента. Механизм, лежащий в основе работы акустических ПРД, будем называть механизмом *акусточувствительности*.

*ПРД на основе масс-чувствительных ПР*, использующие зависимость параметров резонаторов от массы вещества, присоединенного (сорбированного) поверхностью пьезоэлемента. Преобразование параметра в них осуществляется через *масс-чувствительность* пьезорезонатора.

2. *ПРД на основе чувствительности к вариациям геометрии прибора*, в которых эквивалентные параметры резонаторов меняются при взаимном смещении элементов конструкции ПР, например при изменении зазора между электродом и вибратором.

3. *ПРД на основе гиросчувствительных пьезопреобразователей*. В этих устройствах измеряемым воздействием является частота вращения пьезовибратора вокруг оси, перпендикулярной к плоскости резонансных колебаний. Работа гироспреобразователей основана на появлении во вращающемся и одновременно колеблющемся с резонансной частотой вибраторе знакопеременных сил Кориолиса, пропорциональных частоте вращения и изменяющих направление с частотой колебаний. Силы Кориолиса порождают дополнительные деформации пьезоэлемента, преобразуемые через пьезоэффект в электрическое переменное напряжение с амплитудой, пропорциональной частоте вращения, и фазой, соответствующей направлению вращения. Гироспреобразователи реализуются по схеме многополюсных резонансных преобразователей. Модулируемым параметром в гироспреобразователях является вектор колебательной скорости или деформации в пьезоэлементе. Характер этих деформаций и их амплитуда варьируются в функции измеряемой угловой скорости. По принципу действия гироспреобразователи могут быть отнесены к элементам с управляемым коэффициентом связи.

<sup>1</sup> Для сокращения будем их называть акустическими ПРД.

Таблица 1.2

Тип пьезо-резонатора	Управляемый элемент колебательной системы	Управляемый элемент структуры	Управляемый параметр	Модулируемый параметр	Выходной сигнал	Тип рабочих колебаний	Материал	Изменяемые параметры
Тензочувствительный	Вибратор	Податливость	Частота резонатора, коэффициент связи для многополюсных пьезопреобразователей	Частота	Частота	Сдвиг по толщине, изгиб	Пьезокварц	Сила, масса, деформация, ускорение, давление
Термочувствительный	"	"	Частота	"	"	Сдвиг по толщине	"	Температура, вакуум, скорость потока, электрический ток, напряжение, мощность, состав газа
Геометрически чувствительный	Подвижный электрод	"	Межэлектродная емкость	"	"	То же	Пьезокварц, ниобат, тантал лития	Усилие, давление, ускорение
Масс-чувствительный	Пленочное покрытие вибратора	Масса	Частота	"	"	"	Пьезокварц	Влажность, химический состав, масса, толщина пленок, давление
Акустический	Пленочное покрытие, элементы крепления, окружающая среда	Потери	Импеданс резонатора, коэффициент связи для четырехполюсника	Амплитуда	Амплитуда	Продольные, поперечные	Пьезокварц, пьезокерамика, ниобат лития	Влажность, давление, сила, масса, микроперемещение
Гироскопический	Вибратор	Деформация вибратора	Коэффициент связи многополюсного преобразователя	"	"	Комбинация продольных и поперечных колебаний	Пьезокварц, ка, пьезокварц	Угловая скорость

Механизм, посредством которого реализуется преобразование, назовем механизмом *гирочувствительности*.

На базе четырехлюсикиков и многополюсных пьезопреобразователей строятся кроме гиродатчиков и другие типы управляемых элементов (см. § 7.3). Практически все эти устройства подходят под предлагаемую классификацию.

Основные типы ПРД рассмотрены в табл. 1.2.

### 1.3. УПРУГИЕ, ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

#### а) Механические напряжения и деформации

Как показано в теории упругости [7], напряженное состояние в анизотропном твердом теле и его деформации могут быть описаны симметричными тензорами второго ранга.

Связь между напряжениями и деформациями устанавливается обобщенным законом Гука, который может быть записан в тензорном виде в одной из двух форм:

$$T_{ijkl} = c_{ijkl} S_{kl} \quad (1.11)$$

или

$$S_{ijkl} = s_{ijkl} T_{kl}, \quad (1.12)$$

где  $T_{ij}$  и  $S_{ij}$  — тензоры напряжения и деформации.

Коэффициенты  $c_{ijkl}$  называются модулями упругости, а  $s_{ijkl}$  — коэффициентами податливости и являются симметричными тензорами четвертого ранга.

Единственный компонент деформаций (или напряжений) может вызвать появление в анизотропном теле сразу нескольких компонентов напряжений (деформаций) как нормальных, так и сдвиговых, которые приводят к искажению первоначальной формы тела.

#### б) Уравнения пьезоэлектрической среды

Уравнения, описывающие пьезосреду в статике, выводятся из термодинамических потенциалов [2]. Согласно классической термодинамике энергетическое состояние упругого твердого тела однозначно определено, если заданы упругие, электрические, магнитные и тепловые поля в нем. Для общего описания состояния вводятся также переменные: механические напряжения  $T$  (или деформации  $S$ ), напряженность электрического поля  $E$  (или индукция  $D$ ), напряженность магнитного поля  $H$  (или магнитная индукция  $B$ ), а также температура (или энтропия).

Для пьезоэлектрических материалов влияние магнитных полей обычно ничтожно мало, поэтому в уравнениях пьезосреды магнитные переменные  $H$  и  $B$ , как правило, не используются. Для пьезоэлектрических резонаторов можно пренебрегать и влиянием тепловых факторов, по-

скольку в резонансном режиме теплообмен колеблющегося пьезоэлемента с окружающей средой ничтожно мал и изменения температуры или энтропии за один период колебаний могут не учитываться.

Уравнения пьезосреды упрощаются и сводятся к системе соотношений, устанавливающих связь между двумя независимыми (одной электрической и одной механической) и двумя зависимыми от них (также одной электрической и одной механической) переменными.

При работе в режиме резонансных колебаний амплитуды знакопеременных механических деформаций и напряжений в пьезовибраторе обычно намного меньше предельно допустимых. По этой причине пьезорезонатор в отсутствие внешних возмущений обычно рассматривается как линейная упругая система, для которой справедлив обобщенный закон Гука. В условиях больших деформаций, что может иметь место, в частности, при высоких уровнях возбуждения ПР, при подводе к пьезорезонатору больших усилий, наблюдается отклонение зависимости  $T(S)$  от закона Гука вследствие изменений эффективных значений упругих констант в функции механических напряжений. Для описания нелинейных упругих эффектов вводятся так называемые *упругие константы третьего порядка*  $C_{ijklmn}$  [35], представляющие симметричный тензор шестого ранга. Эти константы находятся из соотношения для внутренней энергии в окрестности нулевых деформаций:

$$\rho_0 U(S) = \frac{1}{2} c_{jkpq} S_{jk} S_{pq} + \frac{1}{6} C_{jkpqrs} S_{jk} S_{pq} S_{rs}. \quad (1.13)$$

где  $U(S)$  – внутренняя энергия, и определяются как

$$C_{jkpqrs} = \frac{\partial c_{jkpq}}{\partial S_{rs}} = \rho_0 \left( \frac{\partial^3 U}{\partial S_{jk} \partial S_{pq} \partial S_{rs}} \right). \quad (1.14)$$

### в) Пьезоэлектрические материалы для ПРД [10, 12, 19]

Анализ данных табл. 1.2 показывает, что в качестве основы большинства ПРД используются только два типа пьезоматериалов: кристаллический пьезокварц и пьезоэлектрическая керамика. Области применений этих материалов четко разграничены: пьезокварц применяется в основном в преобразователях с частотным выходом, а пьезокерамика – в преобразователях с амплитудным выходом. Нетрудно заметить и другой существенный момент: в датчиках, основанных на принципе модуляции параметров *пьезовибратора*, применяются, как правило, пьезокварцевые резонаторы. Причины, порождающие весьма четкое разделение областей применения, следует искать в особенностях физических свойств пьезоэлектрических материалов. С точки зрения построения частотных преобразователей наиболее существенными из этих свойств являются *механическая добротность и стабильность параметров пьезоэлектрика*. Эти параметры характеризуют решающим образом качество пьезорезонатора как колебательной системы и опре-

деляют такие показатели измерительного преобразователя, как порог чувствительности и стабильность нуля.

Сравнивая пьезоэлектрические материалы с этих позиций, следует отметить, что здесь преимущества пьезокварца бесспорны: его механическая добротность и временная стабильность характеристик существенно выше, чем у пьезокерамики. Добротность пьезокварца достигает  $10^7$  и более, в то время как у лучших пьезокерамических материалов она не превышает нескольких тысяч. Низкая добротность пьезокерамики порождается особенностями ее структуры. Пьезокерамические элементы изготавливаются методом литья или прессования из пресс-порошков с соответствующим химическим составом. Зернистость структуры пьезоматериала приводит к потерям энергии при механических колебаниях и является причиной низкой добротности материала. Большое старение, присущее пьезокерамике, также связано с технологическими особенностями производства этого материала.

Особо ярко старение пьезокерамических материалов проявляется в условиях действия больших механических нагрузок и экстремальных температурных возмущений. Согласно [1] необратимые изменения упругих, диэлектрических и пьезоэлектрических констант в этих случаях могут достигать 10 %.

В отличие от пьезокерамики свойства пьезокварца меняются с течением времени в существенно меньшей степени. Достаточно сказать, что уход частоты пьезоэлектрических кварцевых резонаторов из-за старения в течение года работы обычно не превышает  $10^{-4} - 10^{-5}$ , причем старение собственно пьезокристалла дает ничтожно малый вклад в общий уход частоты.

Дополнительным преимуществом пьезокварца, особо важным с точки зрения использования его в измерительных преобразователях, является его *безгистерезисность* при механических, температурных и электрических воздействиях. Это выгодно отличает пьезокварц от пьезокерамических материалов, которые обладают настолько ярко выраженными гистерезисными свойствами, что в ряде случаев могут быть использованы для построения элементов запоминающих устройств [16].

Из этого факта следует сделать вывод о малой пригодности пьезокерамики не только для ПРД частотного типа, но также, по-видимому, и для других ПРД, в которых измерение связано с модуляцией параметров собственно пьезовибратора.

Среди пьезорезонансных устройств особое место занимают датчики двух типов: на основе гиро- и акусточувствительных пьезорезонаторов. Оба типа преобразователей являются модуляционными преобразователями с амплитудным выходом, в которых процесс измерения существенно не связан с модуляцией параметров пьезовибратора. Вследствие этого качество пьезопреобразователя как колебательной системы в меньшей степени влияет на точностные характеристики ПРД. Меньше сказывается и гистерезис параметров пьезоматериала, что делает приемлемым применение пьезокерамических ПР.

Применение пьезокерамики в датчиках на акусточувствительных ПР оправдано еще и тем, что в ряде задач необходимо использование достаточно мощных пьезопреобразователей, способных надежно возбуждаться в условиях большой акустической нагрузки. В этих условиях решающим моментом при выборе материала оказывается большой коэффициент электромеханической связи пьезокерамических материалов. Согласно [10] у лучших марок пьезокерамики  $K_{св}$  достигает 0,7.

В монокристаллах пьезосвойства во всех точках объема идентичны. Отличительная особенность пьезокерамики состоит в том, что поляризация пьезоэлемента может быть выполнена неоднородной и отличаться в отдельных областях как по значению, так и по знаку. Таким образом, в пьезокерамических элементах отдельные области могут обладать существенно различными пьезосвойствами. Эта особенность значительно расширяет функциональные возможности пьезокерамических преобразователей.

#### 1.4. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПЬЕЗОРЕЗОНАТОРОВ ОАВ, ИСПОЛЪЗУЕМЫХ В ПРД

Число разновидностей ПР, используемых в измерительных преобразователях, сравнительно невелико [2–4] (рис. 1.4).

Наибольшее распространение получили высокочастотные пьезокварцевые резонаторы с колебаниями сдвига по толщине. Эти резонаторы реализуются на диапазон от сотен кГц до нескольких сотен МГц.

За последние годы заметную конкуренцию применению этих резонаторов в датчиках начинают составлять кварцевые микроминиатюрные резонаторы низкочастотного диапазона (10–500 кГц), в первую оче-

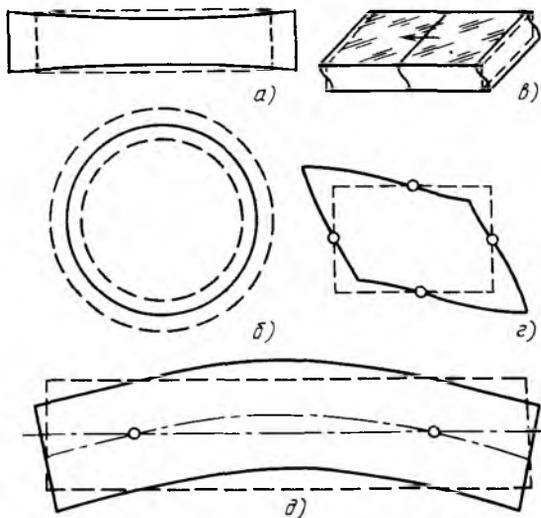


Рис. 1.4. Основные типы колебаний пьезорезонаторов:

а – продольные колебания стержней по длине; б – радиальные колебания дисков; в – колебания сдвига по толщине пластин; г – колебания сдвига по контуру; д – колебания изгиба по длине – ширине

редь в виде одинарных и сдвоенных камертонов. С учетом того, что наиболее серьезные достижения в области ПРД на базе сдвиговых и камертонных ПР, ниже будет дана развернутая характеристика их свойств.

В отдельных типах датчиков находят применение и другие разновидности кварцевых резонаторов, в частности брусковые ПР с продольными и изгибными колебаниями (диапазон рабочих частот 10–500 кГц).

На основе пьезокерамики строятся как резонаторы и многоэлектродные селективные элементы (трансформаторы), так и составные преобразователи. В датчиках находят применение и пьезокерамические преобразователи с колебаниями сдвига по толщине и преобразователи с радиальными, изгибными и продольно-толщинными колебаниями.

#### **а) Основные конструктивные разновидности пьезорезонаторов**

Наиболее распространенными вариантами ПР являются приборы, в которых электроды возбуждения нанесены непосредственно на вибратор, выполненный из однородного по составу пьезоактивного материала – монокристалла или керамики (рис. 1.5, а, б). Наряду с этим применяются, хотя и в меньшей степени, другие конструкции.

*В резонаторах с возбуждением через зазор* электрод (рис. 1.5, в) (или оба электрода) отделен от вибратора небольшим (обычно менее 1000 мкм) расстоянием. Как правило, пространство зазора заполнено нейтральным газом либо вакуумировано.

Преимущества подобных конструкций – потенциально более высокая временная стабильность, обеспечиваемая благодаря отсутствию на поверхности вибратора инородных материалов (электродных покрытий), которые являются источником дестабилизирующих механических напряжений и временного дрейфа частоты резонатора из-за старения этих покрытий, изменения их химического состава и т.п. В настоящее время наиболее прецизионные резонаторы все чаще выполняются в виде конструкций с возбуждением через зазор. Подобные конструкции используются и в датчиках. Изменение расстояния между вибратором и электродом приводит к изменениям частоты, что позволяет реализовать большую группу пьезорезонансных датчиков механических параметров (см. далее, § 5.5).

Другой распространенный тип приборов – *составные пьезорезонаторы* (рис. 1.5, г). Конструктивно они выполняются соединением в единый элемент непьезоэлектрического вибратора и пьезоэлектрического возбuditеля колебаний. Обычно вибратор выполняется из высокопрочного металла, а пьезоэлемент – из материала с большим коэффициентом электромеханической связи.

Диапазон рабочих частот составных резонаторов с твердотельными пьезоэлементами ограничен сверху частотами, равными нескольким мегагерцам [2].

Решение задачи повышения рабочей частоты колебаний при сохранении технологичности и прочности вибратора связано с применением

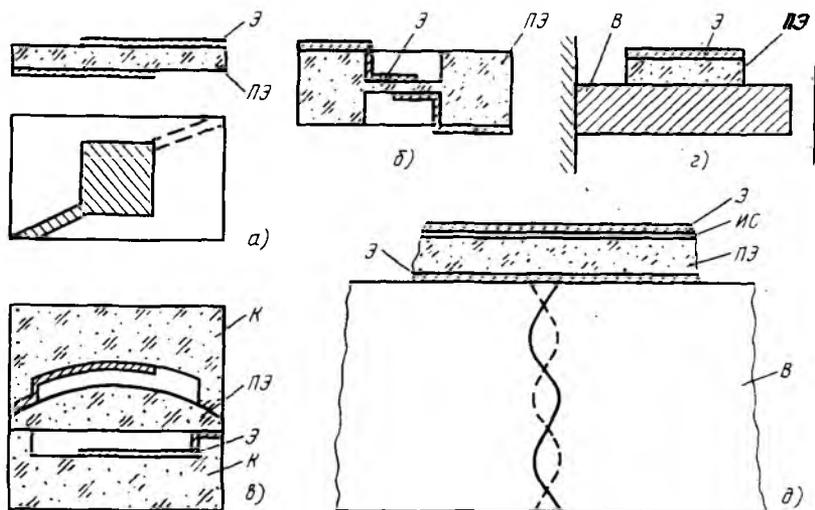


Рис. 1.5. Основные разновидности пьезорезонаторов:

ПЭ — пьезоэлемент; Э — электрод; В — вибратор; К — корпус; ИС — изолирующий слой

гармонических составных резонаторов ОАВ. Вариант конструкции такого резонатора показан на рис. 1.5, д [36] и представляет собой слоистую структуру, состоящую из сравнительно толстой подложки и нанесенной на нее пьезоэлектрической системы возбуждения акустических колебаний. Последняя содержит пьезоэлектрическую пленку ZnO. Для возбуждения акустической волны используются тонкие электроды (нижний хром—золото и верхний хром—алюминий). Подслоем SiO используется в качестве слоя, изолирующего полупроводник ZnO от электродов. Частотозадающим размером является толщина подложки. Осуществляется возбуждение на частотах высших гармоник. При толщине подложки 50,8 мкм и скорости волны  $11,3 \cdot 10^5$  см/с рабочей частоте 3 ГГц соответствует возбуждение на 25 гармонике. При этом 24 и 26 гармоники отстоят от нее на 110 МГц. В качестве подложки используются высокочастотные материалы (сапфир, шпинель, рубин). На рис. 1.5, д показана конструкция одновходового резонатора. В ряде случаев применяются двухходовые системы. В этом случае второй пьезопреобразователь размещается на нижней поверхности подложки. Как правило, электроды возбуждения выполняются не сплошными, а в виде гребенки проводящих штырей с постоянным расстоянием между ними. В этом случае обеспечиваются лучшие условия согласования импедансов. Важной особенностью подобных гармонических резонаторов является локализованность области активных колебаний. Фактически вся энергия концентрируется под электродами, и периферия

подложки оказывается развязанной от колебаний, что резко упрощает крепление подобных систем. В ряде случаев это оказывается удобным и при построении датчиков.

#### **б) Элементы технологии изготовления кварцевых пьезоэлементов**

Традиционная технология изготовления кристаллических пьезоэлементов пьезорезонаторов включает в себя операции изготовления ориентированных заготовок, многоступенчатую процедуру шлифовки абразивными материалами, а в прецизионных резонаторах и полировку рабочих поверхностей, оконтуривание пьезоэлемента, подготовку поверхностей (очистку) и нанесение электродов требуемой формы и толщины через маски в вакуумной напылительной установке. При необходимости проводится настройка на частоту подгонкой толщины электродов или резонансного размера вибратора [3, 4].

По такой технологии могут быть реализованы пьезоэлементы простых форм — в виде пластин, прямоугольных брусков, плоско-параллельных дисков, линз и т.д. В ряде конструкций в пьезоэлементе должны выполняться пазы и отверстия, для чего в отдельных случаях применяются и ультразвуковые методы обработки.

В связи с общей тенденцией миниатюризации пьезоэлементов, ужесточением допусков на обработку традиционная технология механического формообразования перестает удовлетворять требованиям и необходима разработка новых подходов. Среди наиболее перспективных направлений в области формообразования пьезоэлементов можно выделить два: технология химического формообразования [31]; ионно-плазменная технология [32].

Технология химического формообразования не является новой и широко применяется на практике. Однако только в последние годы она стала использоваться при создании пьезокварцевых элементов благодаря созданию новых эффективных травителей и процессов травления. В пьезоэлектронике получили распространение два основных вида химического травления:

сквозное, позволяющее с высокой точностью выполнять в тонких пьезоэлементах (до сотен микрометров) сквозные отверстия практически любой конфигурации;

профилированное, обеспечивающее возможность реализации в пьезоэлементах пазов, углублений, выступов с заданной геометрией.

Методы размерной химической обработки предусматривают широкое использование традиционной для микронной технологии фотолитографии, применения пленочных защитных покрытий [5, 14]. Эти методы позволяют сегодня обеспечить точность формообразования выше 5 мкм при сквозном травлении плоских кварцевых элементов с толщиной до 100 мкм и при химическом профилировании. Скорости травления могут быть доведены до 100 мкм/ч, что приемлемо для организации крупносерийного выпуска миниатюрных резонаторов, в частности массовых микрокамертонов для наручных часов.

Химические методы эффективно применяются и для полировки поверхностей пьезоэлементов.

Другое перспективное направление в области размерной обработки пьезокварца — ионно-химическое травление. Этот планарный процесс состоит в снятии материала с локальных областей поверхности пьезоэлемента за счет ее бомбардировки ионами химически активных газов. Процесс осуществляется в вакууме ( $10^{-3}$  Па). В качестве реактивного газа в случае кварца используются фторсодержащие углеводороды. Пучок от источника ионов имеет энергию в доли кэВ. При этом скорости травления невысоки —  $1 \div 30$  мкм/час.

Одно из важных достоинств технологии ионного травления — возможность получения сверхтонких резонаторов. Так, французской компанией Томсон—ЦСФ [31] производятся резонаторы на частоты 525 МГц с толщиной рабочей перемычки менее 3,5 мкм. С точки зрения датчиков применение таких высокочастотных резонаторов открывает путь к существенному повышению чувствительности при одновременном уменьшении габаритных размеров.

Скорости ионного травления значительно меньше скоростей химического травления. Однако в камеру установки ионного травления можно загружать для обработки одновременно сотни—тысячи заготовок, что позволяет получать выпуск до нескольких миллионов элементов в год с одной установки.

#### в) Спектральные характеристики пьезорезонаторов [24, 29]

Резонансные колебания в пьезоэлементе произвольной формы возникают в результате установления в нем стоячих ультразвуковых волн. Эти волны возбуждаются пьезоэлектрически и представляют собой суперпозицию двух бегущих волн, распространяющихся по вибратору в противоположных направлениях. Скорость распространения бегущих волн  $v$  определяется действующим значением упругого коэффициента  $c^*$  и плотностью пьезоматериала  $\rho$ :

$$v = \sqrt{c^*/\rho}. \quad (1.15)$$

Стоячая волна устанавливается в результате отражения бегущих волн от граней пьезоэлемента. При расстоянии между гранями (резонансном размере), равном  $h$ , резонансные частоты пьезоэлемента определяются как

$$f_p = \frac{nv}{2h} = \frac{n}{2h} \sqrt{\frac{c^*}{\rho}} = \frac{N}{h}; \quad (1.16)$$

где  $N$  — так называемый частотный коэффициент, а  $n$  — число полуволн, укладываемых на резонансном размере, или номер гармоники.

Расчет спектральных характеристик пьезорезонаторов и определение эквивалентных параметров схем замещения вблизи резонансных

частот основываются на совместном решении уравнений движения анизотропного упругого тела и уравнений электростатики при заданных граничных условиях колебаний пьезоэлемента.

Установившиеся колебания пьезовибратора, если не учитываются потери в материале, описываются в прямоугольной системе координат  $(x_1, x_2, x_3)$  уравнениями движения

$$\rho\omega^2 u_j + \frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j} = 0, \quad (1.17)$$

уравнениями электростатики

$$\frac{\partial D_i}{\partial x_i} = 0 \quad (1.18)$$

и граничными условиями

$$T_{ij} n_j = 0 \text{ на } S; \quad D_{ij} n_j = 0 \text{ на } S \quad (1.19)$$

или

$$\varphi = \varphi_0 \text{ на } S_0,$$

где  $\varphi$  — электрический потенциал;  $u_j$  — компонент смещения;  $n_j$  — компонент внешней нормали к поверхности  $S$  пьезоэлемента;  $\varphi_0$  — амплитуда внешнего потенциала, приложенного к электродам площадью  $S_0$ .

Кроме уравнений (1.17) — (1.19) для решения задачи о колебаниях используются и рассмотренные выше уравнения пьезосреды.

Решение системы уравнений в общем виде не найдено. Задачу об установившихся колебаниях удастся решить вводя ряд упрощений, которые позволяют свести трехмерную задачу к двухмерной [28] или одномерной. Одномерное приближение дает достаточно точное описание свободных колебаний пьезорезонаторов правильной формы (дисков, пластин, стержней) в тех случаях, когда резонансный размер оказывается либо много больше, либо много меньше других размеров пьезоэлемента, и характер колебаний определяется преимущественно деформациями вдоль резонансного размера. К таким колебаниям относятся продольные и сдвиговые колебания по толщине в тонких пластинах, колебания растяжения-сжатия в тонких длинных стержнях. К колебаниям изгиба уравнения движения (1.17)–(1.19) не могут быть применены, поскольку деформации изгиба являются комбинированными, сочетающими противозазные деформации сдвига или деформации растяжения-сжатия.

#### г) Кварцевые пьезорезонаторы с колебаниями сдвига по толщине

Конструктивно пьезорезонаторы с колебаниями сдвига по толщине выполняются в виде тонких плоскопараллельных пластин (круглых или прямоугольных) с отношением длины (диаметра) к толщине

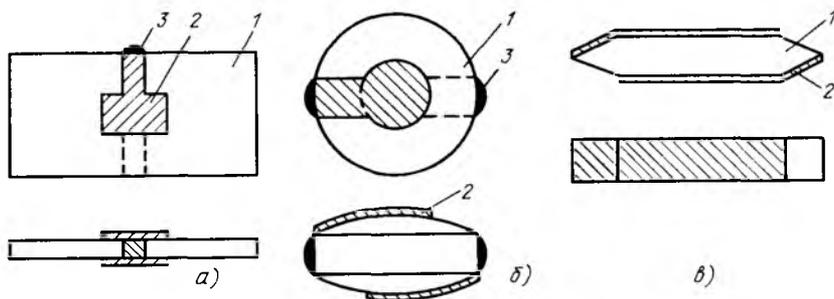


Рис. 1.6. Пьезорезонаторы с колебаниями сдвига по толщине:

1 – пьезоэлемент; 2 – электрод; 3 – токоподвод

не менее 50 (рис. 1.6, а) либо в виде плосковыпуклых или двояковыпуклых линз с отношением диаметра к толщине не менее 5–10 (рис. 1.6, б). В резонаторах двух указанных типов электроды возбуждения размещаются в центре поверхностей пьезоэлементов. В третьем варианте, используемом сравнительно редко, ПР выполняется в виде тонкого оконтуренного стержня, частично или полностью покрытого электродами (рис. 1.6, в).

В перечисленных конструкциях электроды формируются непосредственно на поверхности пьезоэлемента.

Повышение рабочей частоты требует уменьшения частотозадающего размера пьезовибратора. В толщинно-сдвиговых резонаторах это – толщина. На частотах свыше 50 МГц она становится меньше 30 мкм, что создает трудности изготовления и эксплуатации из-за низкой прочности пьезоэлементов. Проблема получения высокочастотных пьезоэлементов решается путем выполнения резонаторов в виде тонких перемычек пьезоэлемента, как показано на рис. 1.5, б. В этом случае прочность конструкции создается большой жесткостью периферии. Тонкая центральная часть выполняется методами ионного или химического травления.

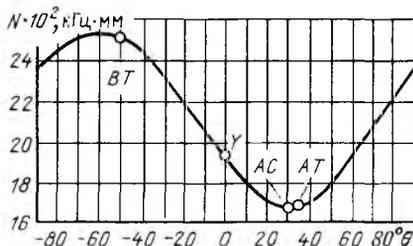
В ПРД чаще других применяются пьезорезонаторы повернутых Y-срезов, совершающих колебания сдвига по толщине. Частота колебаний этих пьезорезонаторов в первом приближении определяется соотношением

$$f = \frac{n}{2h} \sqrt{\frac{c_{66}}{\rho}}, \quad (1.20)$$

где  $c'_{66}$  – действующая константа упругости, определяемая как

$$c'_{66} = c_{66} \cos^2 \theta + c_{44} \sin^2 \theta + 2c_{14} \sin \theta \cos \theta, \quad (1.21)$$

Рис. 1.7. Зависимость частотной постоянной  $N$  от угла  $\theta$  для резонаторов повернутых  $Y$ -срезов. Колебания сдвига по толщине



где  $\theta$  — угол поворота пластины вокруг оси  $X$ , отсчитываемый от плоскости  $XZ$  (для чистого  $Y$ -среза  $\theta = 0$  и  $c'_{66} = c_{66}$ ).

Зависимость частотной постоянной  $N$  для резонаторов с колебаниями толщинного сдвига представлена на рис. 1.7.

Следует обратить внимание на тот факт, что для всех ПР повернутых  $Y$ -срезов смещения частиц в сдвиговой толщинной волне направлены строго вдоль оси  $X$ .

#### л) Эффект локализации энергии в кварцевых пьезорезонаторах с колебаниями сдвига по толщине

В этих пьезорезонаторах колебательная энергия концентрируется в центральной подэлектродной области пьезоэлемента. Безэлектродные периферийные области ПР оказываются практически свободными от упругих колебаний, что позволяет осуществлять крепление пьезовибратора на значительной площади вблизи его краев без заметного ухудшения добротности. Этот эффект, чрезвычайно важный в практическом отношении, принято называть эффектом локализации энергии. В последние десятилетия эффект локализации был всесторонне исследован, что послужило толчком к созданию высокочастотных ПР с моночастотным спектром и монолитных пьезоэлектрических фильтров [5].

На основе пьезорезонаторов с локализацией энергии в настоящее время строится большинство пьезорезонансных датчиков. Основные причины широкого применения ПР с локализацией энергии в измерительных преобразователях заключаются в следующем.

1. По сравнению с системами крепления резонаторов других типов система крепления пьезорезонаторов с локализацией энергии в существенно меньшей степени оказывает дестабилизирующее влияние на свойства резонатора как колебательной системы и его характеристики как преобразователи параметра в частоту. Последнее относится к термопреобразователям и устройствам микровзвешивания на основе массчувствительных резонаторов.

2. Использование резонаторов с локализацией энергии в датчиках механических величин позволяет наиболее просто присоединять тензочувствительные резонаторы в конструкцию без ухудшения добротности ПР. Другие конструктивные решения, обеспечивающие акустическую развязку вибратора, либо значительно сложнее (см. § 2.2), либо менее эффективны.

3. Пьезорезонаторы с максимальной добротностью (до  $70 \cdot 10^6$ ) реализованы на кварцевых линзах, работающих с использованием эффекта локализации. Большая добротность пьезорезонатора — ключ к построению автогенераторов с высокой кратковременной стабильностью частоты (до  $10^{-12}$ ) и реализации датчиков с высокой чувствительностью.

4. Пьезорезонаторы с локализацией сдвигово-толщинных колебаний — высокочастотные. Как следствие этого, абсолютные изменения частоты в функции измеряемого параметра для них обычно выше, чем у резонаторов других типов. Существенное значение имеют малые габаритные размеры высокочастотных резонаторов. Это определяет возможность микроминиатюризации ПРД и улучшения их динамических характеристик.

*Эффект локализации энергии порождается особенностями распространения волн сдвига в тонких пьезопластинах.* Как упоминалось выше, в бесконечно упругой среде характер распространения волн определяется только свойствами материала. Волновой процесс в *ограниченном теле* определяется не только свойствами среды, но и характером взаимодействия упругой волны с границами упругого тела — *волновода*. Специфика волноводного распространения сдвиговых волн — их *частотная дисперсия*, заключающаяся в зависимости постоянной распространения  $\gamma$  от частоты колебания  $\omega$ . Частотная дисперсия характерна для многих типов акустических колебаний [1].

Особенность дисперсионных волн сдвига в пластинах заключается в том, что при некоторой критической частоте  $\omega_{кр}$  постоянная распространения волны становится мнимой, в результате чего характер распространения качественно меняется. Если уравнение для распространяющейся волны представить в виде

$$A(z, t) = A_0 e^{i(\gamma z - \omega t)}, \quad (1.22)$$

где  $A_0$  — амплитуда колебаний в точке расположения источника;  $t$  — время;  $z$  — расстояние от источника, то мнимой постоянной распространения  $\gamma = i\gamma'$  ( $i = \sqrt{-1}$ ) будет соответствовать волна, экспоненциально спадающая по мере удаления от источника:

$$A(z, t) = A_0 e^{-\gamma' z} e^{-i\omega t}. \quad (1.23)$$

Необходимо особо подчеркнуть, что спад амплитуды колебаний не связан в данном случае с рассеянием энергии, поскольку, как нетрудно показать, поток энергии от источника через сечение, нормальное  $z$ , оказывается равным нулю.

Принципиально волны сдвига можно возбудить пьезоэлектрически, подводя напряжение к электродам, полностью покрывающим вибратор-пластину с двух сторон. Однако в этом случае условия распространения сдвиговой волны будут во всех точках пьезоэлемента идентичны и,

таким образом, при частотах выше частоты отсечки  $\omega_{кр}$  волна будет свободно распространяться по всему пьезоэлементу, а на частотах ниже частоты отсечки волна распространяться не сможет ни в одной из областей. Это фактически означает, что пьезоэлектрическое возбуждение волнового процесса на частотах  $\omega < \omega_{кр}$  в рассматриваемом случае физически нереализуемо. (Попутно отметим, что введение электродов увеличивает момент инерции пьезоэлемента и сдвигает частоту отсечки  $\omega_{кр}$  вниз по сравнению с частотой отсечки свободной пластины.) Из рассмотренного примера ясно, что для локализации энергии в одной из областей пьезоэлемента необходимо создать в вибраторе неоднородность. Наиболее просто это достигается, если электроды возбуждения покрывают только часть пьезоэлемента. В этом случае центральная, подэлектродная область вибратора характеризуется частотой отсечки  $\omega_3$  меньшей, чем частота отсечки свободной пластины  $\omega_c$ . Если теперь возбуждать элемент на частоте  $\omega'$ , для которой  $\omega_3 < \omega' < \omega_c$ , то, как нетрудно убедиться, для подэлектродной области постоянная распространения  $\gamma_3$  будет действительна и волны сдвига в этой области будут распространяться свободно. В то же время постоянная распространения в свободной пластине  $\gamma_c$  оказывается мнимой и волны сдвига в ней распространяться не смогут. В соответствии с (1.23) амплитуда  $A$  будет экспоненциально спадать по мере удаления от края электрода на периферию. Таким образом, при частоте возбуждения, удовлетворяющей условию  $\omega_3 < \omega < \omega_c$ , энергия механических колебаний сдвига будет локализоваться в подэлектродной области, не распространяясь на периферию пьезоэлемента. На частотах  $\omega > \omega_c$  постоянная распространения оказывается действительной во всем вибраторе, так что энергия колебаний свободно утекает из подэлектродной области на периферию. В то же время на частотах  $\omega < \omega_3$  постоянная распространения мнима во всех областях пьезоэлемента, и, как уже отмечалось, на этих частотах пьезоэлектрическое возбуждение нереализуемо. Таким образом, *условия локализации сдвиговых колебаний по толщине реализуются только в области частот  $\omega_3 < \omega < \omega_c$ .*

Рассмотрим теперь вопрос о резонансе пьезотока в структуре. Из (1.20) следует, что резонансная частота изменяется обратно пропорционально толщине пьезоэлемента. Из элементарных физических соображений ясно, что составная система, в которой толщина вибратора варьируется в пределах от  $h_{п}$  в свободной части до  $h_{п} + h_3$  в области электродов, должна иметь частоту механического резонанса, соответствующую некоторому промежуточному значению толщины  $h_p$ :

$$h_{п} < h_p < h_{п} + h_3.$$

Отсюда следует, что механический резонанс системы пластина — электроды должен достигаться на частоте, лежащей в промежутке между частотами отсечки:  $\omega_3 < \omega_p < \omega'_c$ . Поскольку для этого промежутка реализуются условия локализации и энергия колебаний сосредото-

чена под электродами, на этой частоте  $\omega_p$  будет наблюдаться резонанс пьезотока.

*Спектральные характеристики ПР с локализацией энергии в сильной степени зависят от параметров электродных покрытий: увеличение площади и массы электродов приводит к появлению дополнительных резонансов в спектре пьезотока в непосредственной близости от частоты основного резонанса. Эти паразитные резонансы обычно называют ангармоническими обертонами. (Определением ангармонические подчеркивается тот факт, что в отличие от обертонов гармонических, кратных основной частоте, ангармонические обертоны условию  $f_n = nf_1$  не удовлетворяют.)*

*Уменьшая толщину и поперечные размеры электродов, можно добиться локализации единственного резонанса, подавив остальные ангармонические обертоны, т.е. обеспечив моносчетный спектр ПР. Соотношение, обеспечивающее выполнение этого требования, найдено из теоретического анализа спектра колебаний пластин и получило название критерия моносчетности. Критерий моносчетности записывается как*

$$\frac{a_x}{h} \leq \frac{A}{\sqrt{R}}; \quad (1.24)$$

$$\frac{a_z}{h} \leq \frac{B}{\sqrt{R}}, \quad (1.25)$$

где  $a_x$  и  $a_z$  — размеры электрода соответственно вдоль длины и ширины пластины;  $A$  и  $B$  — постоянные (для кварцевого ПР АТ-среза соответственно  $A = 2,8$ ;  $B = 2,17$ );  $R$  — так называемый коэффициент понижения, характеризующий относительную разность частот свободной  $\omega_c$  и электродной  $\omega_3$  областей вибратора:

$$\omega_c = \omega_3(1 + R) = \omega_3 \left( 1 + \frac{\rho' h'}{\rho h} \right)^{1/2}. \quad (1.26)$$

Здесь  $\rho$  и  $\rho'$  — плотности соответственно кварца и электрода, а  $h$  и  $h'$  — толщины соответственно вибратора и электрода, нанесенного с одной стороны пластины.

Обычно понижение  $R$  составляет не более 0,01–0,03. Величина  $R$  определяет скорость спада амплитуды колебаний  $A$  по мере удаления от края электрода. Практически, если пьезоэлемент крепится по периферии на расстоянии 10–15  $h$  от края электрода, добротность колебаний ПР может быть сохранена на уровне 50–100 тысяч.

По сравнению с плоскими более жесткая локализация энергии в центре пьезоэлемента достигается в линзовых ПР. В этих резонаторах даже при отсутствии электродов центральная область имеет более низ-

кую частоту отсечки, поскольку толщина в центре за счет сферичности превышает толщину вибратора на периферии. Разность частот отсечки в центре и на периферии составляет в линзах не 1–3%, как в резонаторах-пластинах, а существенно больше: в принципе толщина линзы на краю может быть сведена до нуля. Поэтому в линзовых резонаторах удаётся более качественно развязать края пьезоэлемента от колебаний, обеспечив этим получение добротностей на уровне  $10^6 - 7 \cdot 10^7$ . Согласно теории [34] для кварца предельные значения добротности самого материала зависят от частоты и определяются соотношением

$$Qf = 1,2 \cdot 10^{13} \text{ Гц.} \quad (1.27)$$

Добротность лучших линзовых резонаторов близка к теоретическому пределу.

### е) Низкочастотные камертонные резонаторы [3, 4]

Пьезорезонаторы с колебаниями сдвига по толщине применяют в диапазоне высоких частот. Частотозадающий размер (толщина) наименьший. Два других размера пьезоэлемента (длина и ширина) обычно в десятки–сотни раз больше.

Очевидно, что реализация резонаторов на низкие частоты при использовании толщинно-сдвиговых колебаний нецелесообразна — увеличение частотозадающего размера влечет за собой еще большее увеличение длины и ширины.

Известно, что самые низкочастотные механические колебания вибраторов простой формы реализуются для деформаций изгибного типа. В кварце эти деформации можно возбудить пьезоэлектрически, обеспечив сжатие одной и растяжение другой частью вибратора, например, растягивая верхнюю и сжимая нижнюю часть консоли. Эта ситуация реализуется для бруска, показанного на рис. 1.8, а, с помощью системы из четырех электродов. Подача напряжений с полярностями, показанными на рис. 1.8, а, приводит к появлению изгиба бруска в плоскости  $ZY$ .

Изгиб в плоскости  $XU$  реализуется в четырехэлектродной схеме рис. 1.8, б.

Защемленная с одного конца консоль, обеспечивая при минимальных размерах наиболее низкочастотные колебания, имеет существенный недостаток — запасаемая в ней энергия упругих колебаний беспрепятственно уходит в основание, что делает механическую добротность такого вибратора невысокой. Как следствие, подобные схемы пьезорезонаторов практического распространения не получили.

Добиться снижения потерь энергии при консольном креплении можно использовав вместо одного изгибного вибратора два, соединенные вместе и колеблющиеся синхронно в противофазе. В этом случае интерференция волн деформации в заделке приведет к консервации энергии в вибраторах, практически полностью исключив ее утечку в элементы

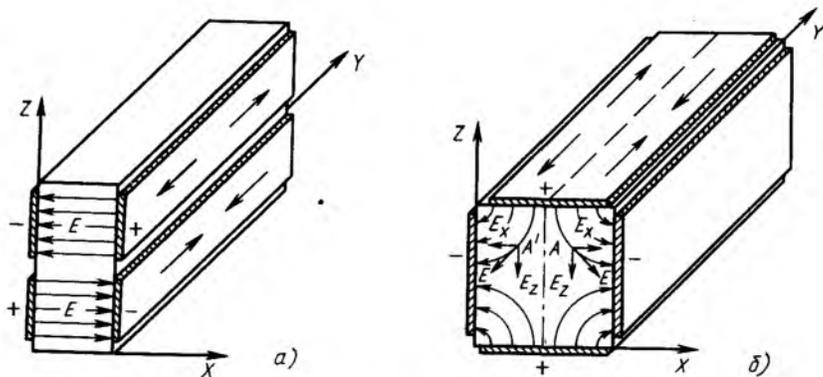


Рис. 1.8. Схемы возбуждения деформаций изгиба

крепления. Система, в которой два идентичных изгибающих стержня (пластины) колеблются синхронно и в противофазе, называется камертоном и широко применяется в практике. Существенно, что переход от консольного к камертонному вибратору при сохранении длины не ведет к изменению частоты, хотя и сопровождается увеличением ширины и удвоением массы. При этом очевиден выигрыш в габаритных размерах — резонансная частота камертона оказывается в 6.4 раза ниже резонансной частоты для продольных колебаний бруска той же длины.

Возможность резкого уменьшения размеров низкочастотных пьезорезонаторов явилась одной из причин широкого применения камертонов в малогабаритных электронных устройствах, прежде всего в электронных наручных часах. В настоящее время кварцевые камертонные резонаторы на частоту 32 768 Гц выпускаются сотнями миллионов штук в год. Их производство характеризуется высочайшим уровнем механизации и автоматизации на всех операциях, что обеспечивает их низкую стоимость (менее 500 долларов за тысячу штук).

Резонансные частоты  $f_K$  для камертонного пьезорезонатора определяются соотношением

$$f_K = \frac{m_K^2}{4\pi\sqrt{3}} \frac{b}{l^2} \sqrt{\frac{1}{\rho s'_{22}}}, \quad (1.28)$$

где  $b$  и  $l$  — ширина и длина вибратора соответственно;  $\rho$  — плотность кварца;  $s'_{22}$  — упругая податливость в направлении длины;  $m_K$  — корни трансцендентного уравнения  $\cos m \cdot \operatorname{ch} m = 1$ .

Для основной моды колебания  $m_K = 1,875$ . Диапазон рабочих частот кварцевых камертонов 10–100 кГц, а на гармониках до 600 кГц. Существуют две разновидности камертонных пьезовибраторов — объем-

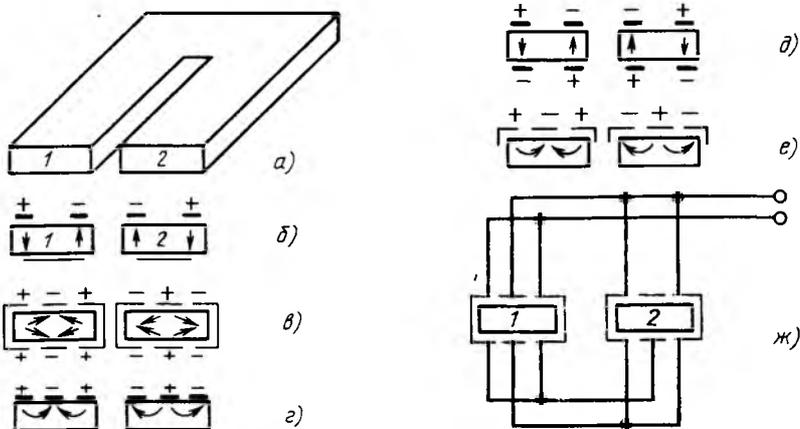


Рис. 1.9. Камертонный резонатор:

*а* – конструкция пьезоэлемента; *б* – *е* – системы электродов и схемы возбуждения; *ж* – схема коммутации электродов к генератору для варианта *в*

ные и плоские. В объемных толщина и ширина соизмеримы, в плоских толщина существенно меньше. Последнее обстоятельство определяет и особенности топологии возбуждающих электродов.

Применяется несколько схем возбуждения колебаний. Для объемных камертонов наиболее распространенные из них приведены на рис. 1.9.

Частота камертонного вибратора существенно зависит от влияния факторов окружающей среды – давления, температуры и т.д., что позволяет использовать эти элементы для построения датчиков. В традиционных применениях для получения высокой добротности (до  $10^5$ ) камертонный вибратор заключается в вакуумированный корпус, чем обеспечивается стабильность частоты на уровне  $3 \cdot 10^{-6}$  за год.

## ГЛАВА 2

### ФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА УПРАВЛЯЕМЫХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ

#### 2.1. ТЕРМОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ КВАРЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Под *термочувствительностью* пьезоэлектрического резонатора понимается обычно зависимость его резонансной частоты от температуры. Количественно термочувствительность принято оценивать через коэффициент термочувствительности  $C_f$ , определенный при фиксирован-

ной температуре<sup>1</sup>  $t_0$  и численно равной производной от частоты  $f$  по температуре:

$$C_t = \left. \frac{\partial f}{\partial t} \right|_{t=t_0} \quad (2.1)$$

Для сравнения по термочувствительности резонаторов с различными рабочими частотами удобно пользоваться понятием *температурного коэффициента частоты* (ТКЧ):

$$\text{ТКЧ} = T_f = \left. \frac{\partial f}{f \partial t} \right|_{t=t_0} \quad (2.2)$$

Коэффициенты  $C_t$  и ТКЧ однозначно связаны между собой соотношением

$$C_t = T_f f.$$

Зависимость  $f(t)$  частоты резонатора от температуры называется *температурно-частотной характеристикой* (ТЧХ). Экспериментально установлено [46], что ТЧХ любого кварцевого резонатора имеет форму квадратичной или кубичной параболы либо прямой линии и с достаточной для практики точностью может быть представлена в диапазоне температур  $-200 \div +200$  °С в виде полинома третьей степени:

$$f(t) = f_0 \left[ 1 + \sum_{n=1}^3 \frac{1}{n!} \left. \frac{\partial^n f}{f_0 \partial t^n} \right|_{t=t_0} (t-t_0)^n \right], \quad (2.3)$$

где  $f_0$  — резонансная частота при температуре  $t_0$ .

Коэффициент  $\frac{1}{n!} \left. \frac{\partial^n f}{\partial t^n f_0} \right|_{t=t_0} = T_f^{(n)}$  называется *температурным коэффициентом частоты  $n$ -го порядка*. В частности, ТКЧ первого, второго и третьего порядков соответственно равны

$$T_f^{(1)} = \left. \frac{\partial f}{\partial t f_0} \right|_{t=t_0}; \quad T_f^{(2)} = \left. \frac{\partial^2 f}{2 \partial t^2 f_0} \right|_{t=t_0};$$

$$T_f^{(3)} = \left. \frac{1}{6} \frac{\partial^3 f}{\partial t^3 f_0} \right|_{t=t_0} \quad (2.4)$$

<sup>1</sup> Температура  $t_0$  обычно выбирается равной 25 °С.

С учетом (2.4) ТЧХ может быть представлена в виде

$$f(t) = f_0 \left[ 1 + \sum_{n=1}^3 T_f^{(n)} (t - t_0)^n \right] = f_0 [1 + T_f^{(1)} (t - t_0) + T_f^{(2)} (t - t_0)^2 + T_f^{(3)} (t - t_0)^3]. \quad (2.5)$$

Зависимость частоты резонатора от температуры является следствием температурной зависимости параметров  $\rho$ ,  $c$ ,  $h$ , определяющих частоту:

$$f(t) = \frac{1}{2h(t)} \sqrt{\frac{c(t)}{\rho(t)}}. \quad (2.6)$$

Зависимости эффективного модуля упругости  $c$ , плотности  $\rho$  и частотно-определяющего размера  $h$  от температуры также могут быть представлены в виде полиномов третьей степени:

$$c(t) = c(t_0) \left[ 1 + \sum_{n=1}^3 T_c^{(n)} (t - t_0)^n \right]; \quad (2.7)$$

$$h(t) = h(t_0) \left[ 1 + \sum_{n=1}^3 T_h^{(n)} (t - t_0)^n \right]; \quad (2.8)$$

$$\rho(t) = \rho(t_0) \left[ 1 + \sum_{n=1}^3 T_\rho^{(n)} (t - t_0)^n \right]. \quad (2.9)$$

При известных коэффициентах и  $T_c^{(n)}$ ,  $T_\rho^{(n)}$ ,  $T_h^{(n)}$  ( $n = 1, 2, 3$ ) можно определить ТКЧ всех трех порядков и, следовательно, найти вид ТЧХ.

Как уже указывалось в гл. 1, вследствие анизотропии пьезокварца температурные коэффициенты  $T_c^{(n)}$  и  $T_h^{(n)}$  меняют значения в зависимости от ориентаций пьезоэлемента и типа используемых колебаний. Эта особенность открывает путь к управлению температурно-частотными характеристиками резонаторов.

Вопросам синтеза требуемых ТЧХ пьезоэлектрических резонаторов посвящен ряд фундаментальных работ [46, 47, 54, 57].

#### а) Термостабильные кварцевые резонаторы

Вследствие нелинейного характера температурных зависимостей обеспечить точное равенство нулю ТКЧ пьезорезонатора в диапазоне температур, строго говоря, невозможно. Поиск термостабильных пьезорезонаторов можно вести в плане нахождения ориентаций, доставляющих либо нулевой ТКЧ при некотором значении температуры, либо

минимальные, не превышающие заданного значения изменения частоты в диапазоне температур. С точки зрения поиска термостабильных ориентаций существенны два момента, характерные для пьезо кварца:

1) наиболее термочувствительным из параметров, определяющих частоту пьезорезонатора, является упругий модуль (или упругая податливость). По этой причине ТКЧ решающим образом определяется температурным коэффициентом (ТК) упругих констант;

2) знак ТК первого порядка для упругих модулей  $c_{ij}$  ( $s_{ij}$ ) может быть как положительным, так и отрицательным. Поскольку действующие значения упругих констант представляют, как правило, комбинацию из нескольких упругих модулей, то для ряда ориентаций пьезоэлементов при определенных типах колебаний температурные изменения действующих значений упругих констант, а следовательно, и ТКЧ могут быть сделаны близкими к нулевым благодаря взаимной компенсации температурных изменений модулей  $c_{ij}$  ( $s_{ij}$ ), определяющих действующую упругую константу.

Так, для резонаторов повернутых  $Y$ -срезов с колебаниями сдвига по толщине частота резонанса определяется соотношением

$$f = \frac{1}{2h} \sqrt{\frac{c'_{66}}{\rho}}, \quad (2.10)$$

где

$$c'_{66} = c_{66} \cos^2 \theta + c_{44} \sin^2 \theta + c_{14} \sin 2\theta; \quad (2.11)$$

$\theta$  — угол между осью  $Z$  и плоскостью пьезоэлемента.

Температурные коэффициенты модулей  $c_{ij}$ , входящих в (2.11), имеют различные знаки:  $T_{c_{66}}^{(1)} = 178 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ;  $T_{c_{44}}^{(1)} = -177 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ;  $T_{c_{14}} = 101 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ .

Поэтому можно найти ориентации  $\theta$ , при которых температурный коэффициент  $T_f^{(1)} = 0$ . Это достигается при условии

$$T_c^{(1)} = T_\rho^{(1)} + 2T_h^{(1)}. \quad (2.12)$$

В [4] получена формула зависимости  $T_f'$  от угла  $\theta$ , график которой для пьезоэлементов  $Y'$ -срезов показан на рис. 2.1, а. Как видно из графика, при двух значениях угла  $T_f^{(1)}$  переходит через нуль, т.е. для пьезоэлементов с ориентациями  $\theta = -49^\circ$  и  $\theta = +35^\circ$  имеют место экстремумы ТЧХ. Срез с ориентацией  $\theta \cong -49^\circ$  получил название  $BT$ -среза, а срез с ориентацией  $\theta = +35^\circ$  — название  $AT$ -среза.

Нулевые ТКЧ первого порядка обладают и резонаторы семейства  $Y$ -срезов с колебаниями сдвига по контуру (рис. 2.1, в). Здесь также при двух ориентациях  $\theta = -52^\circ$  ( $DT$ -срез) и  $\theta = +38^\circ$  ( $CT$ -срез) коэффициент  $T_f^{(1)} = 0$ . Если перейти от рассмотрения одноповоротных срезов к двухповоротным, то можно обнаружить существование большого чис-

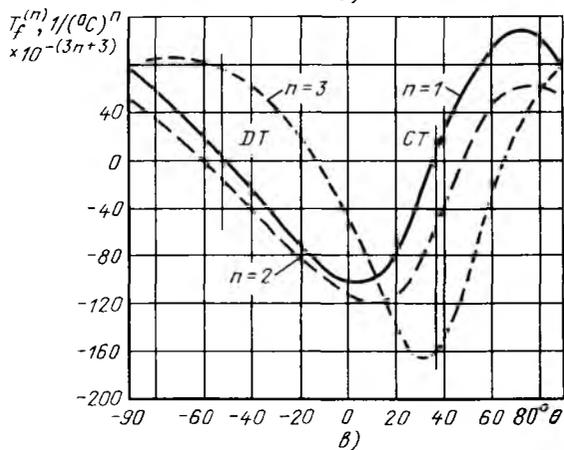
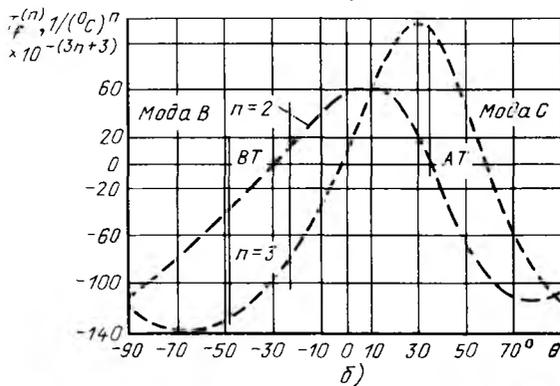
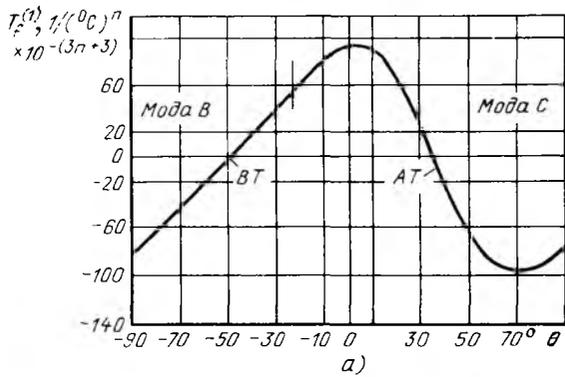


Рис. 2.1. Зависимость ТКЧ первого ( $n = 1$ ), второго ( $n = 2$ ) и третьего ( $n = 3$ ) порядков от угла  $\theta$  для повернутых Y-срезов:

а, б – колебания сдвига по толщине; в – колебания сдвига по контуру

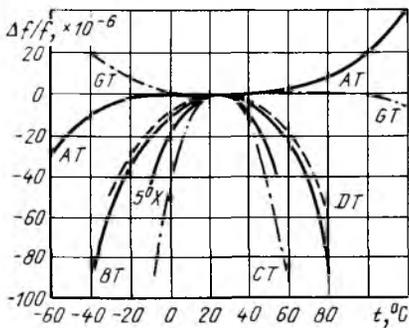


Рис. 2.2. ТЧХ кварцевых пьезорезонаторов различных срезов

ла ориентаций с нулевыми  $T_f^{(1)}$ .

Однако практическая ценность большинства из них невелика, поскольку для обеспечения высокой термостабильности резонаторов требуются малые значения  $T_f^{(2)}$  и  $T_f^{(3)}$ .

Этому условию из двухповоротных срезов, использующих колебания сдвига по толщине, удовлетворяют  $RT$ -срез ( $\varphi = 15^\circ$ ,  $\theta = 19^\circ$ ) и  $IT$ -срез ( $\varphi = 20^\circ$ ,  $\theta = 35^\circ$ ). Наряду с резонаторами, использующими колебания сдвига по толщине и контуру, в устройствах стабилизации частоты получили распространение термостабильные кварцевые резонаторы других ориентаций, использующие продольные и изгибные колебания [3], однако в пьезорезонансных датчиках они почти не применяются.

На рис. 2.2 приведены ТЧХ наиболее распространенных термостабильных резонаторов. Наилучшую температурную стабильность имеют резонаторы  $AT$ -среза. Этот момент в сочетании с рядом других полезных качеств, о которых будет сказано ниже, ставит резонаторы  $AT$ -среза в особое положение. ПРД на основе тензо- и масс-чувствительных резонаторов строятся в подавляющем числе случаев на пьезоэлементах этой ориентации.

С точки зрения применений в датчиках интересны низкочастотные резонаторы камертонного типа. У применяемых на практике элементов срезы  $zyb/+5^\circ$  ТЧХ имеет вид параболы с ТК второго порядка  $T_f^{(2)} = 4 \cdot 10^{-8} \text{ 1/}^\circ\text{C}^2$  и температурой экстремума вблизи  $25^\circ\text{C}$ .

### б) Пьезорезонаторы $AT$ -среза

Пьезорезонаторы  $AT$ -среза применяются в диапазоне частот 0,3–100 МГц. При частотах до 20 МГц используются резонаторы, работающие на основной частоте, выше — на гармониках ( $n = 3, 5, 7$ ). Конструктивно резонаторы выполняются в виде пластин или линз. Частотная постоянная для колебаний толщинного сдвига  $N = fh = 1770 \text{ кГц} \cdot \text{мм}$ .

Температурно-частотная характеристика в зависимости от угла среза  $\theta$  (рис. 2.3, а) может не иметь перегиба и экстремумов вообще, иметь только перегиб или два экстремума. Экстремумы расположены симметрично относительно температуры  $27^\circ\text{C}$  и с увеличением угла  $\theta$  уходят один в область положительных, а другой в область отрицательных температур. Как видно из рис. 2.3, а, чувствительность ТЧХ к углу среза для рассматриваемых резонаторов достаточно велика: ТКЧ меняется в среднем на  $10^{-7} \text{ 1/}^\circ\text{C}$  при изменении  $\theta$  на  $1'$ .

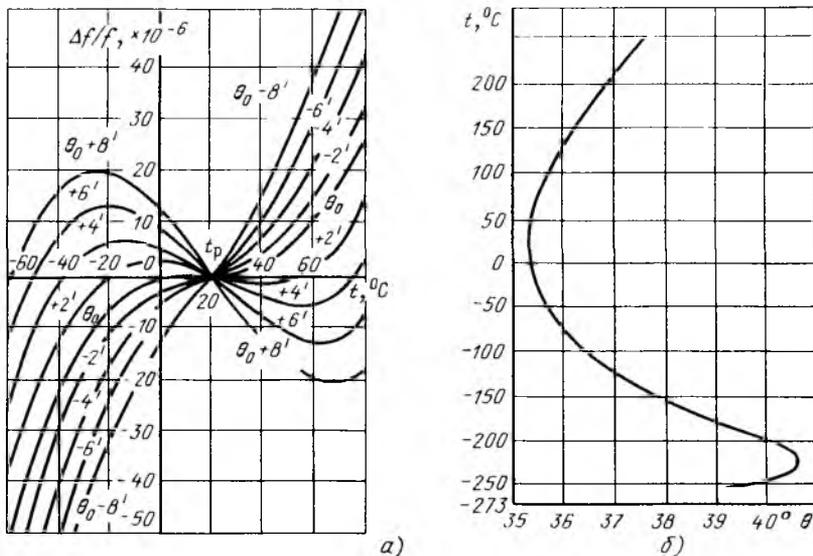


Рис. 2.3. ТЧХ пьезорезонаторов АТ-среза:

а - влияние угла  $\theta$ ; б - зависимость температур экстремумов ТЧХ от угла  $\theta$

При оптимальном угле среза  $\theta_0$  ТКЧ равны соответственно  $T_f^{(1)} = 0$ ;  $T_f^{(2)} = 0,4 \cdot 10^{-9} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ;  $T_f^{(3)} = 109,5 \cdot 10^{-12} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ .

Для угла  $\theta$ , незначительно отличающегося от  $\theta_0$ ,

$$T_f^{(1)} = -5,15 \cdot 10^{-6} (\theta - \theta_0); \quad T_f^{(2)} = 0,4 \cdot 10^{-9} - 4,7 (\theta - \theta_0);$$

$$T_f^{(3)} = 109,5 \cdot 10^{-12} - 2 (\theta - \theta_0),$$

где  $\theta$  и  $\theta_0$  измеряются в градусах.

Регулируя ТЧХ изменением угла среза, можно добиваться максимальной температурной стабильности при различных температурах. Как видно из рис. 2.3, б, точки экстремумов могут передвигаться в диапазоне от комнатных температур к температурам, близким к абсолютному нулю и  $300^\circ\text{C}$ . Этот момент очень важен с точки зрения оптимизации характеристик ПРД различных типов. В окрестностях экстремальных точек относительные уходы частоты не превышают  $10^{-8} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ .

Обычно ПРД предназначен для работы в широком диапазоне температур. В этом случае срез резонатора должен быть выбран таким образом, чтобы суммарный уход частоты в диапазоне температур был минимальным. Минимальные суммарные уходы частоты в диапазоне температур характеризуются следующими цифрами:

Диапазон температур,

°С . . . . .	10-45	0-55	-10 ÷ +65	-40 ÷ +95
Суммарный уход				
10 <sup>-6</sup> . . . . .	±0,27	±1,1	±2,8	±13

С точки зрения работы пьезорезонаторов в автогенераторах существенным является емкостное отношение  $m = C_k/C_0$ . Для резонаторов АТ-среза это отношение наибольшее для термостабильных кварцевых резонаторов  $m = 4,5 \cdot 10^{-3}$ .

Добротность резонаторов обычно лежит в пределах от  $3 \cdot 10^4$  для герметизированных резонаторов с пьезоэлементами в виде пластин до  $10^7$  для прецизионных линзовых резонаторов. Добротность зависит от множества факторов (качества сырья, формы элемента, чистоты обработки). С уменьшением температуры добротность возрастает. А.Г. Смагину удалось разработать резонатор добротностью  $700 \cdot 10^6$  при температуре 2 К на частоте 4,7 МГц (пятый обергон) [34].

Пьезорезонаторы АТ-среза сегодня уже не являются "монополистами" в технике стабилизации высокой частоты. С ними успешно конкурируют резонаторы двухповоротных срезов, в первую очередь срезов группы SC, о которых пойдет речь в следующем разделе.

Из других резонаторов, получающих распространение в последние годы, целесообразно отметить резонаторы АК-среза с ориентацией вблизи углов  $21,00^\circ \leq \theta \leq 28,44^\circ$ ;  $30^\circ \leq \varphi \leq 46,1^\circ$ . ТЧХ АК-среза в 60 раз менее чувствительна к погрешностям ориентации. К недостаткам АК-среза, как и многих двухповоротных, следует отнести сложный спектр колебаний ПР и сравнительно высокие значения температур экстремумов ТЧХ ( $75 \div 160^\circ \text{С}$ ).

### в) Пьезорезонаторы SC-среза [38]

Внедрение кварцевых резонаторов SC-среза в практику стабилизации частоты — одно из наиболее важных достижений последнего десятилетия. В настоящее время резонаторы SC-среза и генераторы на их основе уверенно вытесняют резонаторы АТ-среза во многих технических применениях.

К резонаторам SC-среза сегодня принято относить приборы, ориентация пьезоэлементов для которых лежит в пределах

$$21,9^\circ \leq \varphi \leq 22,8^\circ; 33,9^\circ \leq \theta \leq 34,3^\circ.$$

Сокращение SC характеризует основное свойство резонаторов этого среза — нечувствительность по отношению к действующим напряжениям (stress compensated). ТЧХ резонаторов SC-среза имеет вид параболы с точкой экстремума  $\approx 70^\circ \text{С}$ .

Большим достоинством SC-среза является малая крутизна ТЧХ вблизи точки экстремума. Уходы частоты вблизи экстремума у резонаторов SC во много раз меньше, чем у резонаторов АТ и ВТ.

Время установления частоты при включении термостата у резонаторов  $SC$ -среза оказывается в 2,5 раза меньше, чем у резонаторов среза  $AT$ . При изменении температуры от 0 до 100 °С частота резонатора  $SC$  устанавливается с точностью  $2 \cdot 10^{-7}$  за время, меньшее 20 с. Снижение чувствительности к механическим напряжениям определяет уменьшение гистерезиса частоты при термоциклированиях, включениях питания прибора. Повышается долговременная стабильность пьезорезонаторов.

Известно, что ток, протекающий через пьезорезонатор, вызывает перегрев активной области, что приводит к термонапряжениям в ней и, как следствие, сдвиг частоты, растущий с уровнем рассеиваемой мощности. В резонаторах  $SC$ -среза этот эффект значительно (в 3–10 раз) ослаблен по сравнению со сдвигом частоты в резонаторах  $AT$ -среза. Существенно выше оказывается и кратковременная стабильность частоты в генераторах с резонаторами  $SC$ -среза. Так, при времени усреднения 16 с удалось снизить кратковременную нестабильность до  $10^{-13}$ , а при времени усреднения 128 с — до  $6 \cdot 10^{-14}$ .

В отличие от резонаторов  $AT$ - и  $BT$ -срезов резонаторы  $SC$ -среза не обнаруживают провалов активности (изменений сопротивления) в широком диапазоне температур и при изменениях размеров и формы, номера рабочей гармоники и т.п.

Термочувствительная мода в резонаторах  $SC$ -среза используется в схемах термостатированных генераторов для формирования сигнала управления нагревателем. Совмещение в одном пьезоэлементе функций опорного резонатора и термодатчика практически устраняет ошибки регулирования, связанные с температурным градиентом при пространственном разнесении ПР и датчика температуры в традиционных конструкциях термостатов.

### г) Пьезокварцевые резонаторы с высокой термочувствительностью

Коэффициент термочувствительности  $C_t$ , как следует из (2.2), увеличивается пропорционально частоте резонатора. Поскольку максимальные значения ТКЧ для резонаторов различных типов различаются не более чем в 5–10 раз, существенного увеличения коэффициента термочувствительности можно достичь, используя высокочастотные резонаторы, в первую очередь резонаторы с колебаниями сдвига по толщине.

Для резонаторов  $Y$ -срезов (рис. 2.1, а) экстремальные значения  $T^{(1)}$  достигаются при углах  $\theta \approx +5^\circ$  и  $\theta \approx +70^\circ$  и близки к  $10^{-4}$  1/°С. Практический интерес представляет только  $\theta = +5^\circ$ , так как при  $\theta = +70^\circ$  сдвиговой пьезомодуль ( $d_{26}^*$ ) близок к нулю и возбудить резонансные колебания сдвига трудно. Вблизи среза  $uxl/+5^\circ$  находится  $Y$ -срез ( $uxl/0^\circ$ ), имеющий лишь несколько меньший ТКЧ ( $92,5 \times 10^{-6}$  1/°С против  $95,6 \cdot 10^{-6}$  1/°С у среза  $uxl/+5^\circ$ ).

Анализ показывает, что переход к двухповоротным срезам никаких преимуществ в плане повышения термочувствительности не дает.

Срезы  $Y$  и  $ухл/+5^\circ$  примерно равноценны. Колебания в  $Y$ -срезе носят чисто сдвиговый характер, в то время как в колебаниях пьезоэлементов среза  $ухл/+5^\circ$  присутствуют и деформации растяжения-сжатия. С другой стороны, ТКЧ среза  $ухл/+5^\circ$  практически не зависит от ошибок в ориентации пьезоэлемента, что может играть роль при повышенных требованиях к взаимозаменяемости термочувствительных элементов.

Наряду с двумя упомянутыми типами термочувствительных резонаторов в ПРД иногда используются резонаторы  $AC$ -среза ( $ухл/+31^\circ$ ). Температурная чувствительность этих резонаторов невелика (примерно  $20 \cdot 10^{-6} 1/^\circ C$ ).

Особенностью резонаторов  $AC$ -среза является отсутствие механической связи колебаний сдвига по толщине и колебаний сдвига вдоль грани. Вследствие этого спектр колебаний пластин  $AC$ -среза существенно более моночастотен, чем у других резонаторов. Это дает определенные преимущества термочувствительным элементам  $AC$ -среза в смысле уменьшения проблем возбуждения резонаторов в автогенераторных схемах.

Наряду с кварцевыми резонаторами высокой термочувствительностью обладают и резонаторы, реализуемые на других пьезоматериалах. В частности, резонаторы из ниобата лития, использующие колебания сдвига по толщине, имеют ТКЧ, равный  $93 \cdot 10^{-6} 1/^\circ C$ . Высокая температура Кюри ( $1200^\circ C$ ) позволяет применять эти резонаторы для измерения более высоких температур по сравнению с кварцевыми резонаторами. Однако практического распространения резонаторы из ниобата лития в датчиках не получили.

Рассмотренным кварцевым резонатором присущ общий недостаток — нелинейность характеристики преобразования температура — частота. Нелинейность  $N_f$  монотонна, не имеет перегибов и экстремумов ТКЧ и в диапазоне температур  $t_0 \pm \Delta t$  и рассчитывается по формуле

$$N_f = \frac{\left. \frac{\partial f}{\partial t} \right|_{t_0 + \Delta t} - \left. \frac{\partial f}{\partial t} \right|_{t_0 - \Delta t}}{\left. \frac{\partial f}{\partial t} \right|_{t_0}} \quad (2.13)$$

После подстановки (2.5) в (2.13) соотношение принимает вид

$$N_f = \frac{2 T_f^{(2)}}{T_f^{(1)}} \Delta t \quad (2.14)$$

В частности, для резонаторов  $Y$ -среза для изменений температуры в диапазоне  $\Delta t = \pm 100^\circ C$   $N_f \approx 0,12$ .

Экспериментально наблюдаемые ТЧХ обычно отличаются (в ряде случаев существенно) от предсказываемых теорией. Одна из причин расхождения — ограниченная точность определения констант пьезокварца, используемых для расчета ТЧХ [47]. С другой стороны, существует неизбежный технологический разброс, приводящий к ошибкам в ориентации пьезоэлементов. На ТЧХ заметно влияют такие факторы, как искажение формы и изменения размеров вибратора, неплоскопараллельность и волнистость поверхностей элемента, размеры и материал электродов возбуждения и т.д. [3]. На ТЧХ могут оказывать воздействие связанные колебания.

Влияние температуры не ограничивается воздействием на частоту. Одновременно может меняться активность отдельных резонансов пьезорезонатора, что нередко приводит к явлению перескока частоты в автогенераторе и даже к срыву колебаний. К сожалению, теоретическое предсказание явлений перескока и влияния связанных колебаний затруднено, что создает сложности конструирования пьезорезонаторов. Практически расчетные ТЧХ в ходе разработки пьезорезонатора обычно корректируются. Для большинства случаев коррекция углов среза не превышает  $\pm 5'$ .

#### д) Термочувствительные пьезорезонаторы с линейной ТЧХ

Для реализации преобразователей, обладающих линейной ТЧХ, необходимо, как это следует из (2.5), выполнение одновременно двух условий:

$$T_f^{(2)} = 0; \quad T_f^{(3)} = 0. \quad (2.15)$$

Задача отыскания среза, обладающего постоянной крутизной преобразования температуры в частоту, была решена сотрудниками американской фирмы "Хьюлетт—Паккард" [54]. Авторы провели расчет температурных коэффициентов частоты первого, второго и третьего порядков для трех типов толщинных колебаний. В основу расчета была положена описанная в § 1.4 теория распространения плоских волн в бесконечной упругой анизотропной непьезоэлектрической среде. Расчет проводился для всех возможных ориентаций пьезоэлементов и показал, что для квазипродольной моды  $A$  и быстрой квазипоперечной моды  $B$  условия линейности (2.15) не выполняются (рис. 2.4).

Квазипродольная мода  $A$  обнаруживает при всех ориентациях пьезоэлементов отрицательные значения  $T_f^{(2)}$  и  $T_f^{(3)}$ . В квазипоперечной моде  $B$  имеются области, на границе которых меняются знаки температурных коэффициентов  $T_f^{(2)}$  и  $T_f^{(3)}$ , но пересечение границ, при котором одновременно  $T_f^{(2)} = 0$  и  $T_f^{(3)} = 0$ , не достигается. Только в медленной квазипоперечной моде  $C$  условия  $T_f^{(2)} = 0$  и  $T_f^{(3)} = 0$  выполняются одновременно, как это видно из сопоставления номограмм на рис. 2.4. Это достигается при ориентации  $\varphi = 8^\circ 44'$ ;  $\theta = 13^\circ$ . Срез полу-

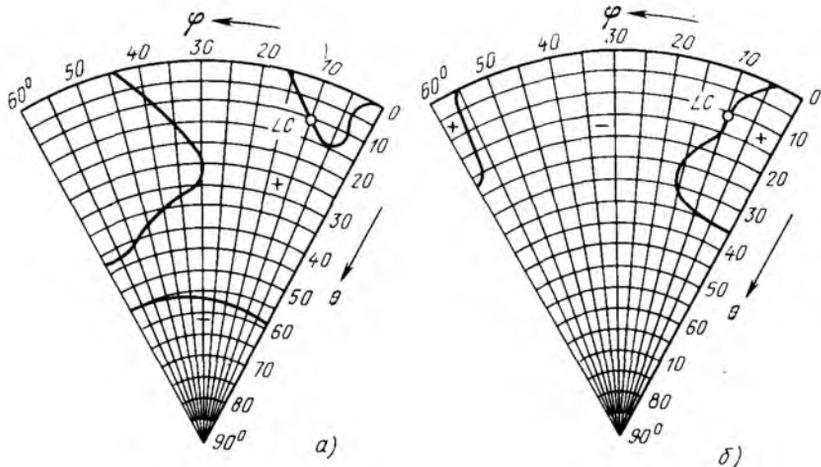


Рис. 2.4. К определению среза с линейным температурно-частотным коэффициентом:

*а* – ТКЧ второго порядка для моды *C*; *б* – ТКЧ третьего порядка для моды *C*.  
Сплошная линия – геометрическое место точек  $T_f^{(n)} = 0$

чил название *LC*-среза (от английского *l*inear *c*oefficient – линейный коэффициент). Для *LC*-среза ТКЧ близок к  $36 \cdot 10^{-6}$  1/°C, т.е. всего в 2 раза меньше, чем у *Y*-среза. Расчетное значение частотной постоянной *N* составляет 1730,6 кГц·мм. Исследования условий пьезоэлектрического возбуждения колебаний линейной моды показали, что из трех типов волн, распространяющихся в направлении толщины, наиболее эффективно возбуждается как раз медленная квазисдвиговая мода *C*, обеспечивающая линейность ТЧХ.

Выполнение одновременно требований (2.15) обеспечивает идеальную линейность рабочей характеристики термодатчика. Этому условию, как было показано, удовлетворяет единственная ориентация пьезоэлемента. Изготовление элемента с такой ориентацией является трудной задачей. Для *LC*-среза при рентгеновских измерениях углов отсутствует четкая привязка к атомным плоскостям пьезокварца. В этом отношении предпочтителен предложенный в СССР срез ПЯ с ориентацией  $yxbl/10^{\circ}54'9^{\circ}45'51''$ . Однако в нем  $T_f^{(2)}$  и  $T_f^{(3)}$  уже отличны от нуля, хотя и малы [59]: нелинейность в диапазоне 0–100 °C не превышает 0,07 °C.

Сравнительно недавно [49] предложено новое семейство срезов кварца *NL* с углами ориентации  $\varphi = 20 \pm 5^{\circ}$  и  $\theta = 20 \pm 2^{\circ}$ . Для *NL*-срезов обеспечивается равенство нулю только ТК второго порядка ( $T_f^{(2)} = 0$ ). При этом ТК третьего порядка не равен нулю, но мал, чем обеспечивается высокая линейность ТЧХ.

Высокая линейность (0,1 %) может быть достигнута при рабочих диапазонах термодатчика 100–300 °С. Для многих задач это вполне приемлемо.

Несмотря на то что *NL*-срезы не обладают полной линейностью ТЧХ, они составляют конкуренцию *LC*-срезу благодаря следующим преимуществам.

1. Брак по ТЧХ от неточности рентгеновских измерений ориентации существенно меньше, чем при аналогичных измерениях для *LC*-среза. При углах ориентации, близких к используемым ( $\varphi = 19,1^\circ$ ,  $\theta = 16,6^\circ$ ) от атомной плоскости [1, 2, 3], обеспечивается относительно сильное отражение рентгеновского излучения.

2. При ориентации  $\varphi = 20,8^\circ$ ,  $\theta = 23,2^\circ$  обеспечивается не только равенство нулю  $T_f^{(2)}$ , но и нулевая чувствительность частоты к механическим напряжениям, равномерно распределенным по контуру и лежащим в плоскости пьезоэлемента (подробней см. § 2.2).

Следствием этого являются: нечувствительность к термонапряжениям, возникающим в кристалле и на границах раздела кристалл–электроды и кристалл–держатели при термоударах; снижение гистерезиса ТЧХ; уменьшение старения из-за нечувствительности к релаксации напряжений в пленке электродов.

Срез с ориентацией  $\varphi = 20,2^\circ$ ,  $\theta = 23,2^\circ$  получил обозначение *NLSC*.

ТКЧ медленной сдвиговой моды у этого среза в диапазоне температур  $-200 \div +300$  °С близок к  $14,4 \cdot 10^{-6}$  1/°С.

Сравнивая срезы *NLSC* и *LC*, отметим также большое емкостное отношение у *NLSC* ( $m = 730$ ). Для *LC* оно в 5 раз меньше ( $m = 145$ ). Другое важное преимущество *NLSC* – независимость эффекта компенсации по напряжениям от номера рабочей гармоники (у *LC* чувствительность к термоударам растет по мере увеличения номера гармоники). Таким образом, имеется возможность получить хороший динамический отклик гармониковых резонаторов *NLSC* на быстрые изменения температуры.

**Низкочастотные камертонные резонаторы с линейной ТЧХ.** Низкочастотные кварцевые камертоны, совершающие изгибные колебания, как отмечалось в § 1.4, имеют параболическую ТЧХ с экстремумом при температуре, близкой к комнатной. Теоретический анализ показывает, что для этой моды получение линейной ТЧХ в принципе невозможно. Решение задачи требует использования другого типа колебаний. В патенте [50] предложен камертонный резонатор, в котором линейность ТЧХ достигается за счет особенностей применяемых крутильных колебаний. Конструкция такого ПР, топология электродов и ориентация относительно кристаллографических осей приведены на рис. 2.5, а.

Как показывают исследования, ТЧХ такого камертона существенным образом зависит от соотношения размеров ножек – ширины  $w$  и толщины  $l$ . При ориентации нормали  $Z'$  к толщине  $s$  углом  $\theta = 2^\circ$  отно-

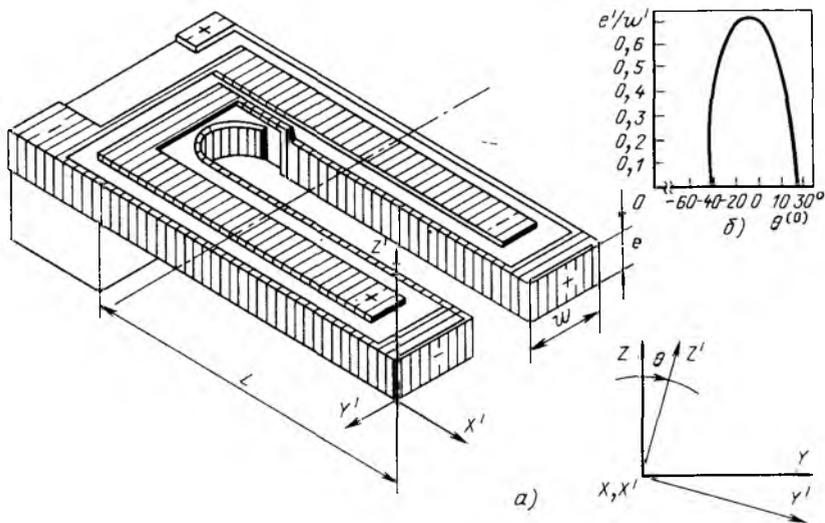


Рис. 2.5. Камертонный пьезорезонатор с линейной ТЧХ:

*a* – конструкция и топология электродов; *б* – связь размеров с углом среза, обеспечивающим линейность ТЧХ

сительно оси  $Z$  изменением соотношения  $l/w$  одновременно варьируются коэффициенты  $T_f^{(1)}$  и  $T_f^{(2)}$ . При этом для  $l/w = 0,68$  коэффициент  $T_f^{(2)}$  обращается в нуль и ТЧХ становится линейной ( $T_f^{(1)} = 20 \cdot 10^{-6}$ ). Ориентация по углу среза  $\theta$ , обеспечивающая линейность ТЧХ, может варьироваться в широких пределах  $-40^\circ \leq \theta \leq 28^\circ$ , если одновременно варьируется и соотношение  $l/w$  (рис. 2.5, б).

## 2.2. ТЕНЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ КВАРЦЕВЫХ ПЬЕЗОРЕЗОНАТОРОВ

*Тензочувствительностью* пьезоэлектрического резонатора условимся называть зависимость его резонансной частоты от механических напряжений, создаваемых в пьезоэлементе под действием усилий или деформаций [8, 27, 64, 68, 69].

Тензочувствительность присуща всем типам пьезоэлектрических резонаторов и является следствием зависимости частотно-определяющих параметров вибратора – его геометрических размеров, плотности и упругих свойств от напряжений, создаваемых в теле пьезоэлемента. В зависимости от схемы включения в конструкцию датчика пьезорезонатор может характеризоваться либо как преобразователь сила–частота, либо как преобразователь деформация–частота. В первом случае входное воздействие на пьезоэлемент задается в виде силы  $F$ , во втором – в виде деформаций  $S$  присоединенного к пьезорезонатору упругого элемента. В соответствии с двумя основными режимами работы можно

Ввести:

*коэффициент силовочувствительности*

$$K_F = \frac{\partial f}{f \partial F}, \quad (2.16)$$

*коэффициент преобразования силы в частоту*

$$S_F = \partial f / \partial F = K_F f, \quad (2.17)$$

*коэффициент деформационной чувствительности*

$$K_S = \frac{\partial f}{f \partial S}, \quad (2.18)$$

*коэффициент преобразования деформаций в частоту*

$$S_S = \frac{\partial f}{\partial S} = K_S f. \quad (2.19)$$

Изменения частоты при деформациях пьезорезонатора определяются уровнем и характером механических напряжений  $\sigma$  в пьезоэлементе, поэтому целесообразно ввести *коэффициент тензочувствительности*

$$K_\sigma = \frac{\partial f}{f \partial \sigma}. \quad (2.20)$$

Между коэффициентами  $K_\sigma$  и  $K_F$  существует простая связь:

$$K_\sigma = K_F \frac{\partial F}{\partial \sigma}, \quad (2.21)$$

или

$$K_\sigma = K_F h D k_\Phi, \quad (2.22)$$

где  $D$  — ширина и  $h$  — толщина, определяющие сечение, через которое передается усилие  $F$ ;  $k_\Phi$  — коэффициент формы, учитывающий особенности конструкции пьезоэлемента и схему его нагружения.

Поскольку частотная составляющая  $N = \frac{f}{n} h$ , то

$$K_\sigma = K_F D \frac{Nn}{f} k_\Phi, \quad (2.23)$$

или с учетом (2.16),

$$\frac{\partial f}{\partial F} \frac{Dn}{f^2} = \frac{K_\sigma}{N k_\Phi}. \quad (2.24)$$

Коэффициенты  $K_G$  и  $N$  определяются ориентацией пьезоэлемента, видом используемого колебания и направлением прикладываемого силового воздействия. Правая часть выражения (2.24) представляет собой коэффициент  $K_f$ , однозначно описывающий свойства тензопреобразователя вне зависимости от его рабочей частоты, номера обертона и размеров. Этот коэффициент (называемый коэффициентом Ратайского) обычно используют для сравнения силовой чувствительности резонаторов различных типов [54]:

$$K_f = \frac{\partial f}{\partial F} \frac{Dn}{f^2}. \quad (2.25)$$

Обычно оценка силовой чувствительности проводится на резонаторах круглой формы. При этом  $D$  в формуле (2.24) представляет диаметр пьезоэлемента.

### а) Основные типы тензочувствительных резонаторов

Для большинства применений тензочувствительный резонатор должен находиться в жестком механическом контакте с другими элементами, образующими конструкцию датчика. Сочленение резонатора с элементами конструкции может вызвать утечку акустической энергии из резонатора, если присоединение осуществляется в местах пьезоэлемента, обладающих ненулевыми амплитудами смещений. В результате утечки энергии снижаются добротность, стабильность частоты резонатора и в конечном счете точность датчика. Для устранения этих нежелательных явлений необходимо изыскивать методы акустической развязки, обеспечивающие запирающие, локализацию колебательной энергии в объеме пьезоэлемента и предотвращающие ее утечку вовне.

Для резонаторов с колебаниями сдвига по толщине проблема акустической развязки решается наиболее просто, поскольку периферия резонаторов этого типа свободна от колебаний благодаря эффекту локализации энергии в центральной области пьезорезонатора.

Резонаторы, использующие изгибные колебания пластин, стержней, струн и т.д., требуют принятия специальных мер, предотвращающих утечку энергии из колеблющегося вибратора через его основание. Одним из методов борьбы с утечкой энергии является использование специальных *акустических фильтров-пробок* [85].

Акустическая развязка колеблющейся части вибратора обеспечивается и в резонаторах с изгибом, выполненных в виде камертонов и в высокочастотных резонаторах, выполняемых в виде слоистых структур.

Поскольку поверхностные акустические волны (ПАВ) локализованы в приповерхностном слое, пьезоустройства, выполненные на основе ПАВ, обеспечивают простейшее решение проблемы акустической развязки, что в сочетании с рядом других достоинств определяет их перспективность в технике измерений.

## б) Тензопреобразователи на основе пьезорезонаторов с колебаниями сдвига по толщине

Тензочувствительные резонаторы, использующие колебания сдвига по толщине, выполняются обычно в виде прямоугольных пластин, стержней или круглых линз, в центральной части которых размещаются электроды возбуждения. Механические усилия прикладываются, как правило, к периферийным областям пьезоэлемента (рис. 2.6). Измеряемые воздействия могут создавать в пьезоэлементе деформации растяжения-сжатия, изгиба, кручения, сдвига и др.

Практически при построении ПРД используются тензопреобразователи с рабочими деформациями растяжение-сжатие в плоскости пьезоэлемента (рис. 2.7), обеспечивающие высокую линейность преобразования усилий и деформаций в частоту, большую жесткость и прочность преобразователей. Остальные виды деформаций практически не применяются из-за высокой нелинейности рабочих характеристик, малой жесткости тензопреобразователей, низких прочностных показателей.

Тензочувствительные резонаторы реализуются на диапазон частот 0,3–100 МГц. Толщина пьезоэлементов в зависимости от резонансной частоты варьируется в диапазоне 0,05–3 мм при поперечных размерах 3–30 мм. В пределах прочности пьезокварца  $[\sigma]_{\text{раст}} = 100 \text{ МПа}$ ,  $[\sigma]_{\text{сж}} = 24 \cdot 10^2 \text{ МПа}$  пьезоэлементы выдерживают сжимающие нагрузки до  $10^5 \text{ Н}$ , а нагрузки растяжения (в 24 раза меньшие) – до 4000 Н.

Экспериментально установлено, что до предела прочности на сжатие пьезорезонаторы обладают практически линейной зависимостью относительных изменений частоты  $\Delta f/f$  от значений напряжений в центральной области пьезоэлемента:

$$\Delta f/f = K_{\sigma} \sigma, \quad (2.26)$$

а коэффициенты  $K_{\sigma}$ ,  $K_F$ ,  $K_S$ ,  $K_f$  не зависят от значения механического воздействия и его знака. Относительные изменения частоты  $\Delta f/f$  близки к относительным изменениям резонансного размера:

$$|\Delta f/f| \approx |\Delta h/h|. \quad (2.27)$$

Пьезорезонансные тензометры обладают существенно более высокой разрешающей способностью по деформациям, чем тензометры сопротивления. Это вытекает из того факта, что частота (а следовательно, и деформация  $\Delta h/h$ ) резонатора может быть измерена с разрешением  $\Delta f/f \approx 10^{-7} \div 10^{-10}$ , в то время как измерение относительных приращений сопротивления  $\Delta R/R$  (и деформаций тензорезисторов) обеспечивается с разрешением не лучше  $10^{-6}$ .

При использовании ПРД возможна регистрация деформаций на уровне до  $10^{-7} - 10^{-10}$ .

**Анализ тензочувствительности пьезорезонаторов сдвигово-толщинного типа.** Прикладывая к пьезоэлементу сжимающие усилия, лежащие в плоскости элемента, мы уменьшаем его размеры в направлении,

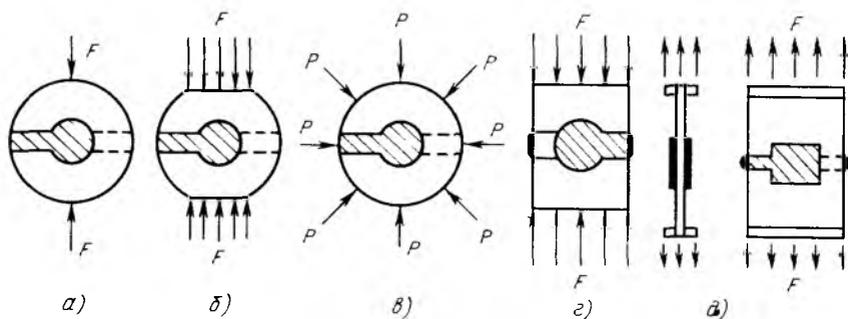


Рис. 2.6. Схемы нагружения высокочастотных тензочувствительных пьезорезонаторов в плоскости пьезоэлемента:

*a* – точечное нагружение; *б, г, д* – равномерно распределенная одноосная нагрузка; *в* – всестороннее сжатие распределенным давлением *p*

параллельном усилию, и увеличиваем поперечные размеры, в том числе и толщину  $h$ . Естественно ожидать, что резонансная частота при увеличении резонансного размера  $h$  будет уменьшаться. Практически это происходит далеко не всегда. Так, при сжатии дискового резонатора  $AT$ -среза усилиями, направленными вдоль оси  $X$ , частота растет. Это показывает, что вариации частоты деформируемого пьезоэлемента происходят не только под влиянием "геометрических" эффектов (изменений  $h$  и  $\rho$ ) и требуется учет дополнительных факторов.

Установлено [65, 69], что *существенный вклад в тензочувствительность дает изменение упругих свойств пьезокристалла*. Количественная оценка вклада от этих изменений возможна, если известны численные значения упругих констант третьего порядка (см. § 1.3). С позиции нелинейной теории упругости рассмотрим вопрос о тензочувствительности подробней.

**Влияние одноосных нагрузок.** Предполагая, что пьезоэлемент имеет форму пластины, а одноосное усилие  $F$  равномерно распределено по торцу, лежит в плоскости пьезоэлемента и создает в нем одноосное, параллельное силе напряжение  $\sigma \parallel F$ , будем искать зависимость коэффициента тензочувствительности  $K_\sigma$  от ориентации пьезоэлемента ( $\varphi$ ,  $\theta$ ) и азимута  $\psi$  нагрузки (рис. 2.7).

В общем случае выражение для коэффициента  $K_\sigma$  может быть представлено в виде суммы членов, зависящих от азимута нагрузки  $\psi$ :

$$K_\sigma(\psi) = K_{\sigma_x} \sin^2 \psi + K_{\sigma_z} \cos^2 \psi + K_{\sigma_{xz}} \sin 2\psi, \quad (2.28)$$

здесь  $K_{\sigma_x}$ ,  $K_{\sigma_z}$  – коэффициенты тензочувствительности при одноосных напряжениях  $\sigma_x$  и  $\sigma_z$ , действующих соответственно по осям  $X$  и  $Z$ , а

$$K_{\sigma_{xz}} = K_\sigma(\psi = 45^\circ) - \frac{1}{2}(K_{\sigma_x} + K_{\sigma_z}),$$

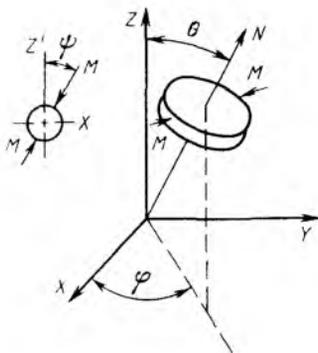


Рис. 2.7. К расчету тензочувствительности пьезорезонаторов с колебаниями сдвига по толщине  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  – кристаллографические оси пьезокварца

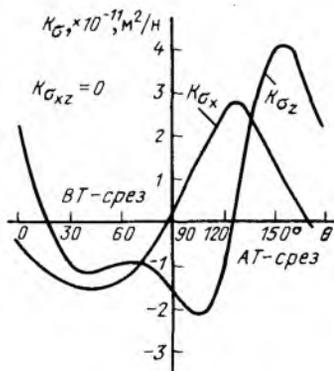


Рис. 2.8. Зависимости коэффициентов тензочувствительности от угла среза для повернутых  $Y$ -срезов ( $\varphi = 30^\circ$ )

где  $K_\sigma (\psi = 45^\circ)$  – коэффициент тензочувствительности при одноосном напряжении вдоль оси  $\psi = 45^\circ$ .

Для одноповоротных  $Y$ -срезов, представляющих наибольший практический интерес,  $K_{\sigma_{xz}} = 0$ . В этом случае зависимость  $K_\sigma (\psi)$  может быть построена в соответствии с (2.28), если определены значения  $K_\sigma$  при  $\psi$ , равном 0 и  $90^\circ$ :

$$K_\sigma = \begin{cases} K_{\sigma_z} & \text{при } \psi = 0^\circ; \\ K_{\sigma_x} & \text{при } \psi = 90^\circ. \end{cases} \quad (2.29)$$

Результаты машинного расчета коэффициентов  $K_{\sigma_x}$  и  $K_{\sigma_z}$  представлены на рис. 2.8. Как видно из графиков, значения этих коэффициентов для различных срезов колеблются в пределах  $(+4,5 \div -2) \times 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$ . При предельно допустимых сжимающих напряжениях максимальная девиация частоты составляет 12%, при предельно допустимых усилиях растяжения – не более 0,5%.

Различия в тензочувствительностях продольной и сдвиговой мод не слишком существенны.

Для сравнения результатов расчета с экспериментальными на рис. 2.9, а построены зависимости коэффициентов Ратайского от угла поворота  $\theta$  для одноповоротных  $Y$ -срезов. Сравнение выполнено для круглых пьезоэлементов, нагружаемых точечными усилиями в двух диаметрально противоположных точках на торце пьезоэлемента. При такой схеме нагружения в центральной активной области пьезоэлемента присутствуют напряжения сжатия, действующие вдоль направле-

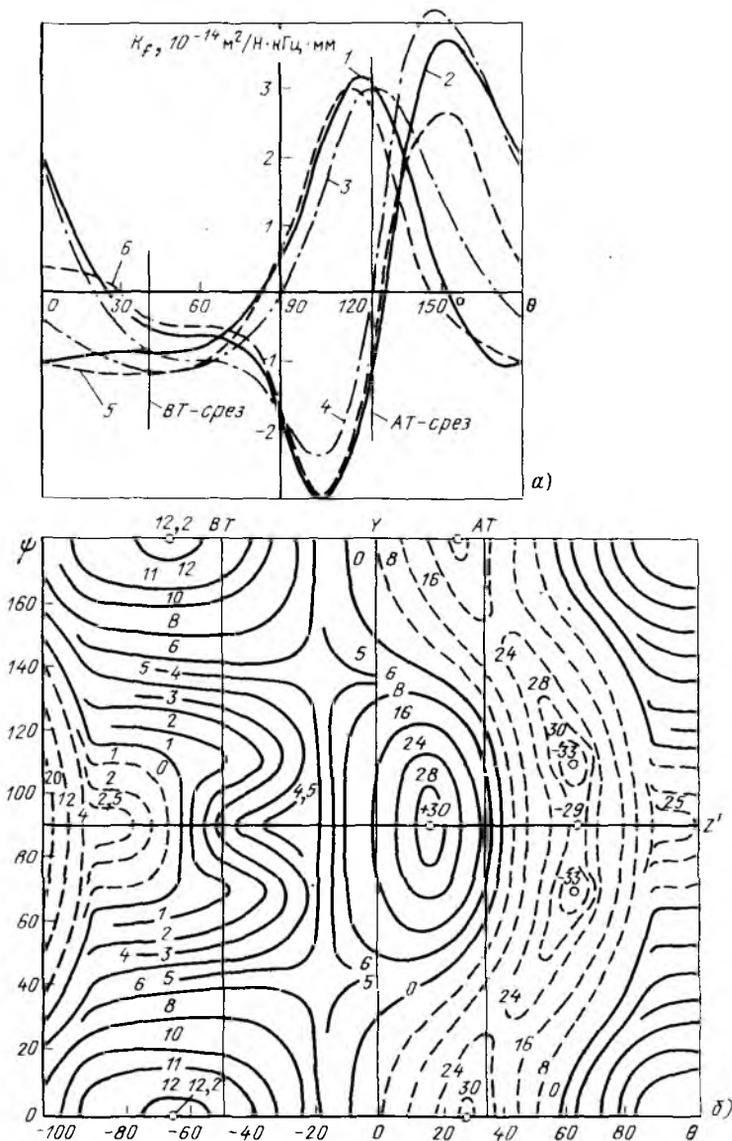


Рис. 2.9. Тензочувствительность резонаторов повернутых Y-срезов:

$a$  – зависимость  $K_f(\theta)$  для точечно нагружаемых круглых пластин при азимутах  $\psi = 0^\circ$  и  $\psi = 90^\circ$ ;  $b$  – номограмма для определения коэффициента  $K_f$ . Численные значения необходимо умножить на  $10^{-15} \text{ м} \cdot \text{с}/\text{Н}$ ; 1, 3, 5 –  $K_{f_x}$ ; 2, 4, 6 –  $K_{f_z}$ ; 1–4 – теория; 5, 6 – эксперимент; — —  $K_f < 0$ ; - - - -  $K_f > 0$

ния усилия,

$$\sigma_{\parallel} = \frac{6}{\pi} \frac{F}{Dh} \quad (2.30)$$

и напряжения растяжения, лежащие в плоскости пьезоэлемента и нормальные к направлению усилия,

$$\sigma_{\perp} = - \frac{2}{\pi} \frac{F}{Dh}, \quad (2.31)$$

где  $F/Dh$  — однородные напряжения, возникающие в пьезоэлементе толщиной  $h$  при нагрузке  $F$ , распределенной равномерно по ширине  $D$ .

Изменения частоты резонатора от суммы напряжений  $\sigma_{\parallel}$  и  $\sigma_{\perp}$  ввиду линейного характера тензочувствительности численно равны сумме изменений частоты от действия каждого из напряжений. Поэтому коэффициент Ратайского для точечной нагрузки, приложенной вдоль оси  $X$ , равен

$$K_{f_x} = \frac{6}{\pi} \frac{K \sigma_x}{N} - \frac{2}{\pi} \frac{K \sigma_z}{N}, \quad (2.32)$$

а для нагрузки, приложенной вдоль оси  $Z$ ,

$$K_{f_z} = \frac{6}{\pi} \frac{K \sigma_z}{N} - \frac{2}{\pi} \frac{K \sigma_x}{N}. \quad (2.33)$$

На рис. 2.9, *a* представлены также зависимости (3, 4)  $K_f(\theta)$ , построенные в предположении, что присутствует единственная компонента напряжений  $\sigma_{\parallel}$ , а  $\sigma_{\perp} = 0$ . Нетрудно убедиться, что расчеты, учитывающие обе компоненты напряжений (кривые 1, 2), дают существенно лучшие приближения к эксперименту. Небольшие расхождения теоретических и экспериментальных зависимостей порождаются погрешностями определения  $\sigma_{\perp}$  и  $\sigma_{\parallel}$  по формулам (2.30) и (2.31) вследствие анизотропии пластин.

Анализируя зависимости  $K_f(\theta)$ , можно сделать следующие выводы: использование нелинейной теории упругости позволяет рассчитать тензочувствительность пьезорезонаторов с достаточно высокой точностью;

пьезорезонаторам присуща большая анизотропия тензочувствительности;

для наиболее термостабильных из пьезорезонаторов — резонаторов  $AT$ -среза — тензочувствительность близка к максимальной ( $K_{f_{AT}} \approx 0,77 K_{f_{\max}}$ ). Это определяет целесообразность применения резонаторов  $AT$ -среза в качестве тензопреобразователей для ПРД.

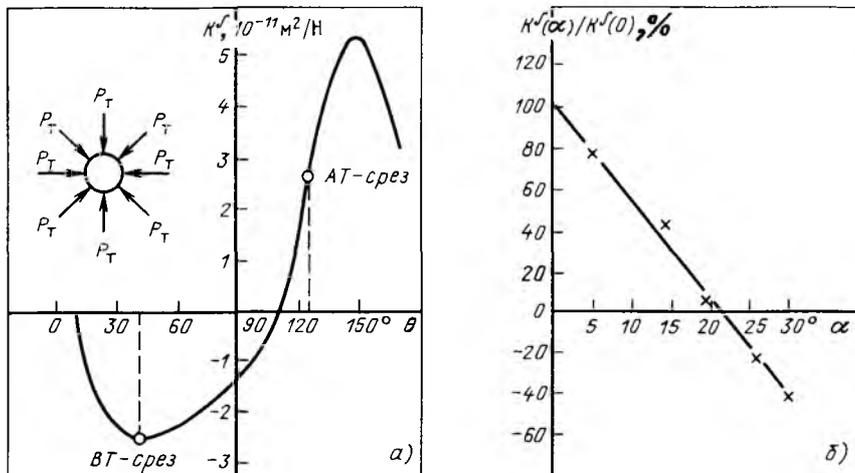


Рис. 2.10. Интегральная тензочувствительность для резонаторов с колебаниями сдвига по толщине:

а —  $K^J$  для одноповоротных Y-срезов; б — для двухповоротных срезов  $ухbl/-\alpha/+35^\circ$ .

**Интегральная тензочувствительность.** Понятие интегральной тензочувствительности вводится для оценки тензоуправляемости резонаторов в форме диска при нагрузках, равномерно распределенных по торцу пьезоэлемента и лежащих в его плоскости. Если на единицу торцевой поверхности приложено сжимающее давление  $p_T$ , то коэффициент интегральной тензочувствительности  $K^J$  определяется как

$$K^J = \frac{\partial f}{f \partial p_T} = K \sigma_x + K \sigma_z. \quad (2.34)$$

Коэффициент  $K^J$  связан с коэффициентом Ратаяского [66]  $K_f$  выражением

$$K^J = \frac{N}{2} \int_0^\pi K_f(\psi) d\psi. \quad (2.35)$$

Зная зависимость  $K_f(\psi)$ , можно определить  $K^J$  для любой ориентации пьезоэлемента. Результаты расчета  $K^J$  для Y-срезов представлены на рис. 2.10, а. Для двухповоротных срезов  $ухbl/-\alpha/\pm 35^\circ$  коэффициенты  $K^J$  определены экспериментально [1] и приведены на рис. 2.10, б.

**Влияние давления при всестороннем сжатии.** Для оценки чувствительности резонаторов к действию всестороннего сжатия введем коэффи-

циент

$$K^P = \frac{\partial f}{f \partial p}. \quad (2.36)$$

Коэффициент  $K^P$  зависит только от ориентации пьезоэлемента и типа колебаний. Для определения  $K^P$  применим тот же подход, который используется для определения тензочувствительности при одноосных нагрузках.

График зависимости  $K^P(\theta)$  для резонаторов  $Y$ -срезов построен на рис. 2.11. Режим всестороннего сжатия пьезорезонатора в датчиках механических величин до настоящего времени не применялся. Знание чувствительности к всестороннему сжатию необходимо для оценки возможных изменений частоты пьезорезонатора при изменении давления в корпусе датчика. Для резонаторов  $AT$ -среза коэффициент  $K^P$  равен примерно  $1,04 \cdot 10^{-11} \text{ Па}^{-1}$ . При углах среза, близких к  $\theta = 0$  ( $Y$ -срез),  $K^P$  максимален и близок  $3,75 \cdot 10^{-11} \text{ Па}^{-1}$ .

Учитывая, что пьезорезонаторы в датчиках обычно работают при давлениях окружающей резонатор атмосферы не выше  $10^5 - 10^6 \text{ Па}$ , следует считать влияние фактора всестороннего сжатия пренебрежимо малым.

#### в) Тензочувствительность резонаторов $AT$ -среза

Рассмотрим основные факторы, определяющие крутизну преобразования  $S_F$  усилие — частота для резонаторов  $AT$ -среза.

*Азимут усилия.* Как следует из соотношения (2.28), зависимость  $K_\sigma(\psi)$  для резонаторов  $AT$ -среза при равномерном одноосном нагружении имеет вид

$$K_\sigma(\psi) = 2,75 \cdot 10^{-11} \sin^2 \psi, \quad (2.37)$$

а при нагружении точечными усилиями определяется соотношением

$$K_\sigma(\psi) = 2,75 \cdot 10^{-11} \left[ \sin^2 \psi - \frac{1}{3} \cos^2 \psi \right]. \quad (2.38)$$

Как видно из рис. 2.12, максимум тензочувствительности достигается при действии усилий вдоль оси  $X$  [66].

*Рабочая частота.* Из соотношения (2.25) следует, что крутизна характеристики сила — частота

$$S_F = K_f \frac{f^2}{Dr}, \quad (2.39)$$

откуда следует, что крутизна преобразования  $S_F$  пропорциональна квадрату частоты ( $S_F \sim f^2$ ) и обратно пропорциональна номеру обертона ( $S_F \sim 1/n$ ).

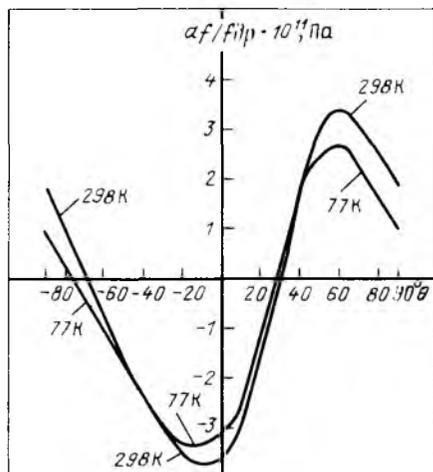


Рис. 2.11. Влияние всестороннего сжатия на частоту резонаторов Y-срезов

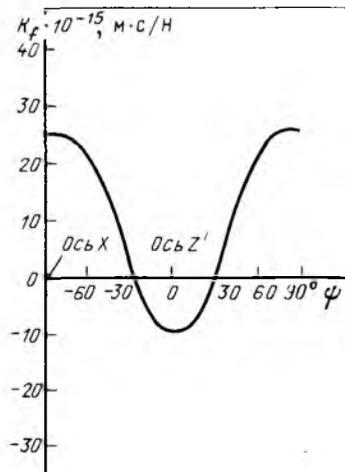


Рис. 2.12. Зависимость  $K_f(\psi)$  для резонатора AT-среза

**Форма пьезоэлемента.** Изменения формы пьезоэлемента сказываются на характере напряженного состояния активной области пьезорезонатора. Как следствие, тензочувствительность зависит от формы пьезоэлемента весьма существенно (рис. 2.13, а).

**Схема нагружения.** Зависимость тензочувствительности от способа подвода усилий к пьезоэлементу имеет ту же физическую природу, что и в предыдущем случае. Влияние этого фактора иллюстрируется на примере квадратных резонаторов AT-среза (рис. 2.13, б).

**Пьезорезонатор как преобразователь деформаций в частоту.** Во многих случаях на пьезорезонатор задается не силовое воздействие, а воздействие в виде деформаций  $S$ . Если в направлении деформации упругий модуль равен  $c'$ , то деформационная чувствительность  $S_s$  определяется соотношением

$$S_s = \frac{\partial f}{\partial S} = \frac{\partial f}{\partial \sigma} \frac{\partial \sigma}{\partial S} = K_{af} c' \quad (2.40)$$

Сравнивая (2.39) с (2.40), можно обнаружить существенное различие между характеристиками в режимах измерения усилий и деформаций. Для первого режима чувствительность изменяется как квадрат частоты ( $S_F \sim f^2$ ), для второго — пропорционально первой степени частоты ( $S_s \sim f$ ).

**Зависимость теизочувствительности от температуры.** В результате изменений рабочей температуры наряду с изменениями собственной

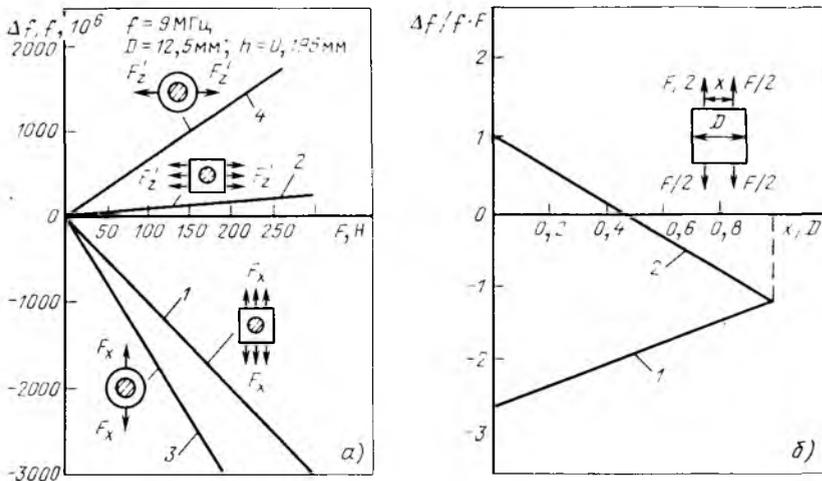


Рис. 2.13. Силовая чувствительность резонаторов АТ-среза:

а – влияние формы пьезоэлемента: 1, 2 – квадратная пластина, нагрузка распределена равномерно по торцу; 3, 4 – круглая пластина, точечное нагружение; 1, 3 – усилия направлены параллельно оси X; 2, 4 – усилия направлены параллельно оси Z'; б – зависимость  $K_F$  для различных способов нагружения квадратного пьезоэлемента: 1 – усилия параллельны оси X; 2 – усилия параллельны оси Z'

частоты происходит вариация коэффициента силовочувствительности  $K_F$ . Значение  $K_F$  изменяется в первом приближении линейно с температурой, и эффект может быть охарактеризован температурным коэффициентом силовочувствительности:

$$T_{K_F} = \frac{\partial K_F}{\partial t K_F} \quad (2.41)$$

Зависимость  $K_F(t)$  порождается температурной зависимостью плотности кварца, размеров пьезоэлемента, упругих коэффициентов второго и третьего порядков, определяющих  $K_F$  (см. § 1.3). Как показано в [71], ТК упругих модулей третьего порядка лежат в пределах  $10^{-3} - 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ , т.е. в среднем на порядок превосходят ТК упругих модулей второго порядка. Поэтому для расчета  $T_{K_F}$  необходимо знать численные значения ТК всех значимых упругих модулей третьего порядка. Однако измерения этих коэффициентов до настоящего времени не выполнены. Таким образом, поиск ориентаций (углов  $\varphi, \theta, \psi$ ), доставляющих нулевую температурную чувствительность резонаторов-тензопреобразователей, может быть выполнен только экспериментально.

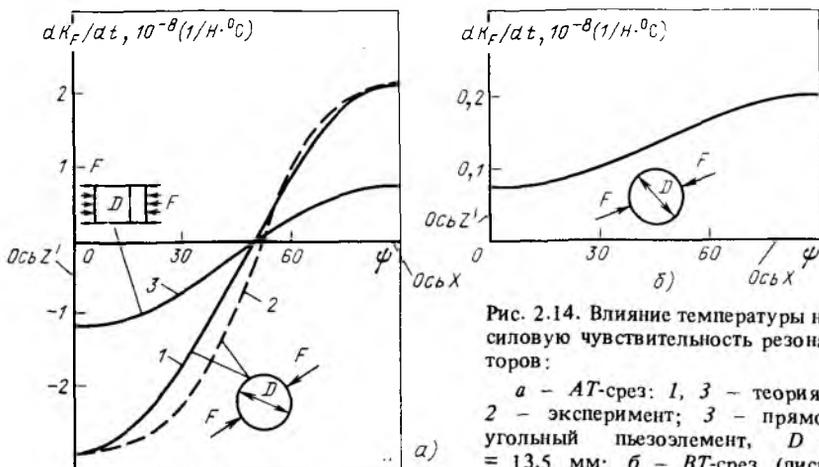


Рис. 2.14. Влияние температуры на силовую чувствительность резонаторов:  
 а - АТ-срез; 1, 3 - теория; 2 - эксперимент; 3 - прямоугольный пьезоэлемент,  $D = 13,5$  мм; б - ВТ-срез (диск диаметром 13,5 мм,  $f = 12$  МГц)

Согласно [70] ТК тензочувствительности для резонаторов АТ-среза при плоском одноосном нагружении  $T_{KF}$  может достигать  $(1-2) \times 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$ , т.е. существенно превышать ТКЧ. Явной связи между температурными изменениями тензочувствительности и частоты не наблюдается. (В принципе это не слишком неожиданный результат, если учесть, что частота и силовая чувствительность определяются совершенно различными упругими константами, обладающими вследствие анизотропии и существенно отличающимися ТК.)

С точки зрения создания высокоточных датчиков чрезвычайно важным является тот факт, что резонаторы АТ-среза наряду с нулевым ТК частоты обладают одновременно при определенном азимуте приложения усилий и нулевым ТК силовой чувствительности. Как видно из рис. 2.14 для линзового резонатора, нагружаемого по схеме рис. 2.6, а, в окрестности  $\psi \cong 55^\circ$   $T_{KF}$  становится нулевым. Для этой ориентации коэффициент Ратайского  $K_f = 22 \cdot 10^{-15}$  м·с/Н и отличается от него в направлении оси  $X$  всего на 10%.

Эксперименты показывают, что  $T_{KF}$  зависят от формы пьезоэлемента и способа приложения усилий. При нагружении резонатора АТ-среза размерами  $15,4 \times 11 \times 0,17$  мм сжимающими усилиями, равномерно распределенными по меньшей грани, оптимальный азимут, обеспечивающий  $T_{KF} = 0$ , близок при нормальных условиях к  $\psi \approx 50^\circ$ . Для диапазона температур  $-50 \div +50^\circ\text{C}$   $T_{KF}$  изменяется не более чем на  $10^{-5} 1/^\circ\text{C}$  [70, 106].

При плоском нагружении линзовых резонаторов усилиями, равномерно распределенными по торцу (см. рис. 2.6, в), резонаторы АТ-среза обладают температурным коэффициентом преобразования

$T_{Kf} = 800 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ . Для снижения ТК можно перейти от одноповоротных к двухповоротным срезам с нулевым ТК частоты. В этом случае  $T_{Kf}$  может быть уменьшен до  $20 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ . При выборе оптимальной ориентации необходимо иметь в виду, что при вариациях  $\varphi$ ,  $\theta$  и  $\psi$  изменяется как значение ТК тензочувствительности, так и сама тензочувствительность.

Тензочувствительность кварцевых резонаторов при всестороннем сжатии определена для температур 77 и 298 К (см. рис. 2.11). Используя линейную экстраполяцию, можно ориентировочно оценить значения  $K^P$  при температурах, отличающихся от представленных на графике [1].

### г) Тензочувствительность низкочастотных изгибных пьезорезонаторов

В отличие от механических колебаний толщинного сдвига низкочастотные колебания изгиба широко использовались в струнных и других вибрационно-частотных преобразователях. Пьезокварц, как отмечалось, практически свободен от временной нестабильности свойств, гистерезиса и ползучести. Это делает целесообразным поиск путей, обеспечивающих на базе кварцевых пьезорезонаторов повышение точности преобразования за счет улучшения добротности механической колебательной системы, в первую очередь посредством более совершенной акустической изоляции вибратора от других элементов конструкции датчика.

Пьезорезонансные датчики стали применяться позже, чем другие разновидности вибрационно-частотных датчиков. Естественно, что в ряде случаев в ПРД применяются и хорошо известные конструктивные решения [23–25].

Основные разновидности тензочувствительных пьезорезонаторов с колебаниями изгиба представлены на рис. 2.15. В резонаторах по рис. 2.15, а, б подвод усилий осуществляется через свободные от колебаний узловые точки, которые, как показано в [4], отстоят от краев пьезоэлемента на  $0,224l$ . В преобразователях на рис. 2.15, в–д подвод усилий осуществляется с торцов.

В резонаторе на рис. 2.16, в изгибные колебания возбуждаются системой из четырех электродов, обеспечивающей (при соответствующей ориентации пьезоэлемента) противоположные по знаку сдвиговые деформации в двух половинах пьезоэлементов. Способ возбуждения колебаний иллюстрируется рис. 2.16 [83]. При положительном потенциале на верхнем электроде подэлектродная область кристалла деформируется сдвигом вправо (рис. 2.16, а), при отрицательном — влево (рис. 2.16, б). Если возбуждающие напряжения прикладываются к четырём электродам, то деформации пьезоэлемента становятся изгибными. В конструкции пьезорезонатора на рис. 2.15, г колебания аналогичны колебаниям в конструкции пьезорезонатора на рис. 2.15, а.

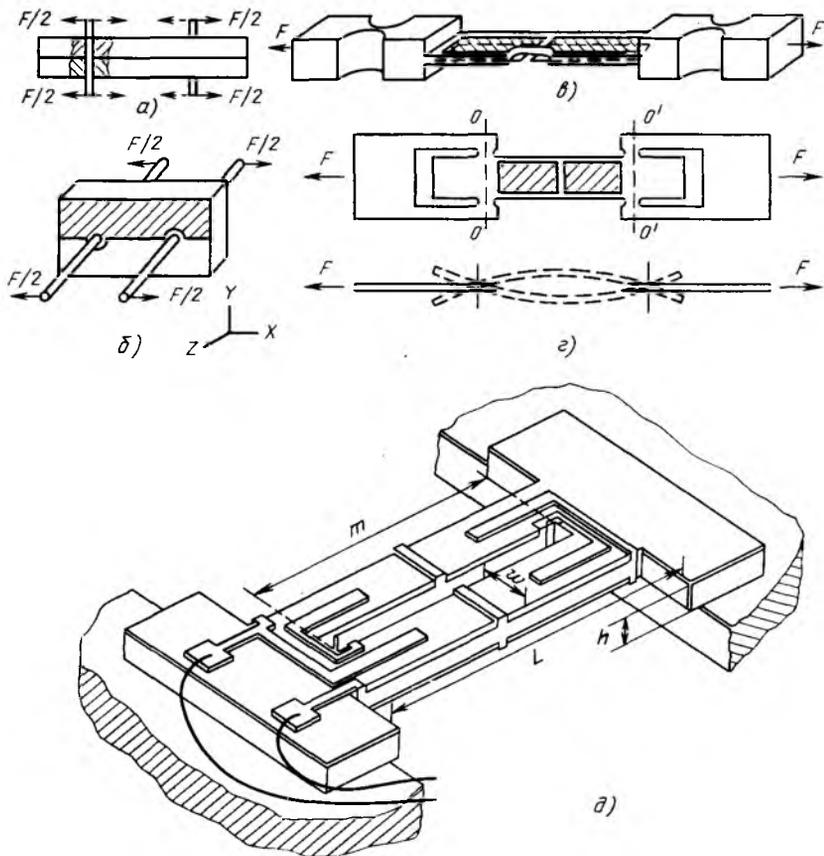


Рис. 2.15. Тензочувствительные пьезорезонаторы с колебаниями изгиба:

*a* – биморфный пьезорезонатор; *б* – пьезорезонатор с колебаниями изгиба по длине – ширине; *в* – пьезорезонатор-пластина с колебаниями изгиба по длине–толщине; *г* – модификация пьезорезонатора с колебаниями изгиба по длине–толщине; *д* – преобразователь на основе двоянного камертона

Изгиб пластины происходит относительно узловых линий  $OO$  и  $O'O'$ , по которым резонатор соединяется со свободными от колебаний краями пластины, используемыми для присоединения к задатчику силы. Заделка пластины в схеме на рис. 2.15, *в* осуществляется по торцам. При резонансных колебаниях в местах заделки возникают перерезающие усилия и моменты, в результате чего происходит утечка значительной части энергии колебаний, снижающая добротность резонатора до нескольких тысяч. Устранение утечки энергии достигается применением акустического фильтра-пробки [85, 98].

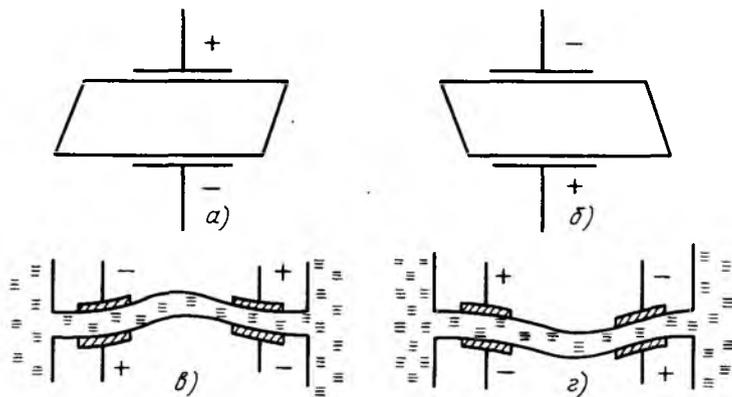


Рис. 2.16. Возбуждение изгибных колебаний пластины при помощи четырехэлектродной системы

Фильтр состоит из колеблющихся масс 2 и пружин 3 (рис. 2.17, а). Анализ показывает, что коэффициент передачи перерезывающей силы  $R$  на торце 5 в первом приближении может быть представлен соотношением

$$K = R_t/R = \frac{1}{(f_p/f_0)^2 - 1}, \quad (2.42)$$

где  $R_t$  — усилие на торце;  $f_p$  — резонансная частота пьезоэлемента;  $f_0$  — собственная частота колебаний системы из двух масс 2 и двух пружин 3. Как видно из (2.42), выбирая  $f_p \gg f_0$ , можно сделать  $K$  близким к нулю. Уменьшение  $f_0$  достигается снижением изгибной жесткости элемента 3 и увеличением масс 2.

Однако уменьшение  $K$  для перерезывающих сил  $R$  не предотвращает утечки энергии полностью вследствие наличия моментов  $M$  в опорах резонатора. Для подавления влияния моментов соотношение размеров элементов 2 и 3 выбирается таким, чтобы выполнялось условие

$$xm\ddot{y} = xR = M, \quad (2.43)$$

где  $m$  — масса элемента 2;  $\ddot{y}$  — ускорение центра тяжести массы элемента 2;  $x$  — расстояние до центра тяжести от конца пьезоэлемента (рис. 2.17, в).

При выполнении (2.43) передача момента  $M$  к торцу 5 оказывается ничтожно малой. Нетрудно показать, что условия (2.42) и (2.43) могут быть удовлетворены одновременно. При соответствующем выборе параметров элементов фильтра добротность пьезорезонатора увеличивается до 40–50 тыс. Это позволяет выполнять на основе преобразова-

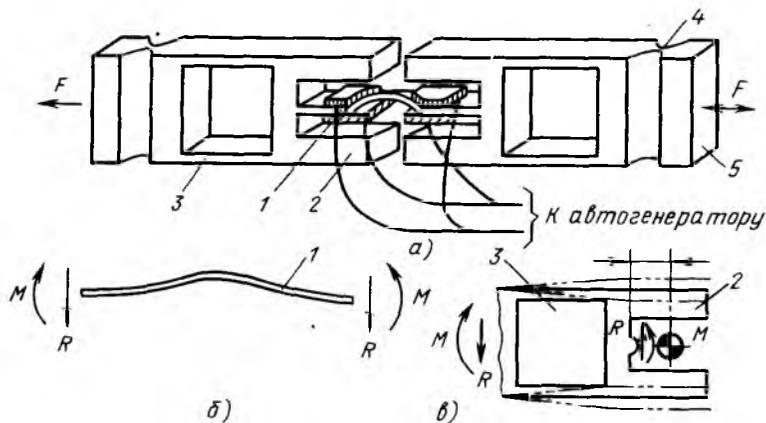


Рис. 2.17. Высокодобротный изгибный пьезорезонатор:

*a* – конструкция; *б, в* – моменты  $M$  и перерезывающие силы  $R$  в местах заделки вибратора и на торцах; *1* – пластина-вибратор с четырехэлектродной системой возбуждения; *2* – масса фильтра-пробки; *3* – пружина фильтра-пробки; *4* – элементы для защиты от поперечных нагрузок; *5* – торец для приложения усилий растяжения-сжатия

теля автогенераторные схемы с кратковременной нестабильностью частоты примерно  $10^{-8}$ . В конструкции преобразователя могут быть предусмотрены элементы развязки *4*, защищающие пластину-резонатор от передачи поперечных нагрузок. Преобразователь обеспечивает измерение усилий обоих знаков (растяжения и сжатия). Ориентация пластины-резонатора обеспечивает минимальный ТКЧ, не превышающий  $3 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ .

Конструкция на рис. 2.15, *д* может быть представлена как два соединенных камертонных пьезорезонатора. Ветви камертонов на частоте резонанса перемещаются в противофазе, совершая колебания изгиба в плоскости рисунка. Для возбуждения колебаний на каждую из ветвей наносится система из четырех электродов, аналогичная используемой в преобразователях на рис. 2.15, *в*. Элемент камертонного типа имеет сравнительно невысокие потери акустической энергии через ножки, поскольку деформации, вызываемые в ножках колебаниями ветвей, благодаря противофазности колебаний взаимно гасятся. На практике полного взаимного подавления колебаний достичь не удается из-за неидентичности геометрии ветвей камертона, и включение преобразователя в конструкцию датчика заметно снижает добротность.

Для всех рассмотренных типов тензопреобразователей изменения частоты в функции продольной силы реализуются в основном за счет изменения изгибной жесткости пьезоэлемента. При воздействии про-

дольной силы  $F_x$  дифференциальное уравнение, описывающее изгибные колебания недемпфированного стержня длиной  $L$ , шириной  $b$ , толщиной  $h$  без учета пьезоэффекта, имеет вид

$$F_x \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} - EJ \frac{\partial^4 y}{\partial x^4} = m \frac{\partial^2 y}{\partial t^2}, \quad (2.44)$$

где  $y$  — амплитуда колебаний;  $E$  — модуль Юнга;  $J = bh^3/12$ ;  $m = \rho bh$  — погонная масса.

Зависимость частоты от механических напряжений  $\sigma_x$ , возникающих в центральной области пьезоэлемента под действием сил  $F_x = \sigma_x bh$ , для всех рассмотренных конструкций может быть представлена в виде

$$f = R_1 \sqrt{\frac{E}{\rho} \frac{h}{L^2}} \sqrt{1 + \frac{R_2}{E} \frac{L^2}{bh^2} \sigma_x}, \quad (2.45)$$

где  $R_1$  и  $R_2$  — постоянные коэффициенты, зависящие от способов крепления пьезоэлемента и подвода усилия  $F_x$ .

В сокращенной записи соотношение (2.45) принимает вид

$$f = f_0 \sqrt{1 + k \sigma_x} \quad (2.46)$$

или

$$f = f_0 \sqrt{1 + \frac{k}{bh} F_x}, \quad (2.47)$$

где  $f_0$  — частота резонатора при  $F_x = 0$ , причем

$$f_0 = R_1 \sqrt{\frac{E}{\rho} \frac{h}{L^2}}; \quad k = \frac{R_2}{E} \frac{L}{bh^2}. \quad (2.48)$$

Член  $k\sigma_x$  в (2.46) можно трактовать как поправку к частоте, порождаемую изменениями  $\Delta c_{из}$  эквивалентной жесткости  $c_{из}$  для изгибных колебаний пьезоэлемента под действием напряжений  $\sigma_x$ . Следовательно,

$$f = f_0 \sqrt{1 + \frac{\Delta c_{из}(\sigma_x)}{c_{из0}}}, \quad (2.49)$$

где  $c_{из0}$  — изгибная жесткость при  $F_x = 0$ .

Начальная крутизна характеристики преобразователя  $K_F^0$  равна

$$K_F^0 = \left. \frac{\partial f}{\partial F_x f_0} \right|_{F_x=0} = \frac{L^2}{E b t}. \quad (2.50)$$

Пределы изменения частоты определяются допустимыми значениями усилий  $[F_x]$ , прикладываемых к резонатору. Для определения  $[F_x]$  задаются предельно допустимыми напряжениями в пластине  $[\sigma_x]$ . Тогда

$$[F_x] \leq [\sigma_x]bh. \quad (2.51)$$

При максимальном сжимающем усилии необходимо обеспечить условие устойчивости пластины. Критическое значение усилия, при котором происходит потеря устойчивости, определяется соотношением

$$F_x^k = \frac{\pi^2 Ebt^3}{3L^2}. \quad (2.52)$$

Задаваясь  $[\sigma_x] = 63$  МПа, находим, что для знакопеременной нагрузки  $\pm F_x$  относительные приращения частоты составляют  $\Delta f/f = \pm 10\%$ , что примерно на два порядка больше, чем у высокочастотных резонаторов.

*Нелинейность рабочей характеристики* преобразователя может быть определена как отношение разности коэффициентов  $\partial f/\partial F$  на краях рабочего диапазона к крутизне в середине диапазона.

Нетрудно показать, что значение нелинейности близко к относительным полезным изменениям частоты резонатора. Для резонаторов с колебаниями изгиба нелинейность лежит, как правило, в пределах 1–10%.

Снижение нелинейности достигается в преобразователях дифференциального типа, если механическая нагрузка, воздействуя на оба плеча дифференциальной схемы, вызывает примерно равные по значению и противоположные по знаку изменения частот двух резонаторов. В этом случае нелинейность по разностной частоте имеет порядок  $(\Delta f/f)^2$  и лежит в пределах 0,01–1%.

**Нелинейность тензопреобразователей на основе высокочастотных пьезорезонаторов.** Упругий модуль  $c_{сд}$ , плотность и толщина пьезоэлемента, входящие в выражение для резонансной частоты колебаний сдвига по толщине, как следует из [8, 35], в пределах погрешностей измерений при одноосных нагрузках линейно зависят от напряжений. Считая, что основной вклад в перестройку частоты вносят изменения модуля упругости, можно представить зависимость частоты сдвигового резонатора от усилия в виде

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2h} \sqrt{\frac{c_{сд}}{\rho}} = \frac{1}{2h_0} \sqrt{\frac{c_{сд0} + \Delta c_{сд}(F)}{\rho_0}} = \\ &= \frac{1}{2h_0} \sqrt{\frac{c_{сд0} + kF}{\rho_0}} = f_0 \sqrt{1 + k_{сд}F}. \end{aligned} \quad (2.53)$$

Таким образом, характер зависимостей  $f(F)$  для высокочастотных и низкочастотных изгибных пьезорезонаторов идентичен. Как уже отмечалось, для высокочастотных резонаторов относительные изменения частоты в функции силы обычно не превышают 0,1–0,2%, нелинейность однорезонаторного тензопреобразователя – 0,2%. Для дифференциальной схемы нелинейность не выше  $10^{-3}$  %.

Таким образом, высокочастотные пьезорезонаторы как преобразователи силы в частоту имеют весьма незначительную нелинейность.

*Дифференциальные высокочастотные тензочувствительные пьезорезонаторы могут рассматриваться как высоколинейные преобразователи сила – частота.* Эта особенность – одно из важнейших достоинств высокочастотных тензоэлементов.

### 2.3. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МАСС-ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПЬЕЗОРЕЗОНАТОРОВ

#### а) Предварительные оценки

Под *масс-чувствительностью*, как уже отмечалось в § 1.2, понимается зависимость частоты  $f_p$  пьезоэлектрического резонатора от значения присоединяемой к его поверхности массы  $m$  вещества. Зависимость резонансной частоты от массы  $f_p(m)$  является следствием зависимости

$$f_p = \frac{v}{2h}, \quad (2.54)$$

где  $v$  – скорость упругой волны;  $h$  – резонансный размер.

Если увеличить резонансный размер пьезоэлемента на  $\Delta h$ , то пропорционально уменьшится и резонансная частота. При  $\Delta h \ll h$

$$\Delta f/f_p = -\Delta h/h. \quad (2.55)$$

При этом приращение массы составляет

$$\Delta m = \Delta h \rho_k S_{\perp}, \quad (2.56)$$

где  $\rho_k$  – плотность пьезоматериала;  $S_{\perp}$  – поверхность пьезоэлемента, нормальная к резонансному направлению, в котором происходит "наращивание" слоя  $\Delta h$ .

Предполагается, что  $\Delta h = \text{const}$  по всей поверхности  $S_{\perp}$ . Используя (2.55) и (2.56), находим, что

$$\Delta f/f_p = -\Delta m/M, \quad (2.57)$$

где  $M$  – масса пьезоэлемента.

Соотношение (2.57), справедливое для случая, когда материалы пьезоэлемента и наращиваемого слоя полностью идентичны, позволяет

оценить потенциальные возможности пьезорезонаторов с точки зрения их масс-чувствительности.

Прежде всего, из (2.55) вытекает, что относительные приращения толщины  $\Delta h/h$  могут регистрироваться практически с тем же разрешением, с каким регистрируются относительные изменения частоты, т.е. на уровне

$$\Delta h/h = \Delta f/f \approx 10^{-7} \div 10^{-10}. \quad (2.58)$$

Если использовать высокочастотные резонаторы с колебаниями по толщине, то резонансный размер имеет порядок  $h \approx 0,1$  мм ( $f_p = 15$  МГц), откуда минимально регистрируемые приращения толщины  $\Delta h_{min}$  составляют

$$\Delta h_{min} = (\Delta f/f)_{min} h = 10^{-8} \div 10^{-11} \text{ мм}. \quad (2.59)$$

Диаметр резонаторов  $D$  обычно лежит в пределах от 10 до 20 мм; используя (2.59), находим, что минимально регистрируемые приращения массы  $\Delta m_{min}$  составляют

$$\Delta m_{min} = \Delta h_{min} \rho_k \frac{\pi D^2}{4} \approx 10^{-8} \div 10^{-11} \text{ г}, \quad (2.60)$$

а минимально регистрируемые приращения массы на единицу поверхности

$$\Delta m_{min}/S_{\perp} = \Delta h_{min} \rho_k \approx 10^{-9} \div 10^{-12} \text{ г/см}^2. \quad (2.61)$$

Если сравнить полученное значение  $\Delta m_{min}/S_{\perp}$  с аналогичной характеристикой лучших приборов для микровзвешивания, использующих другие принципы работы, то окажется, что пьезорезонансный метод измерений микромасс обладает разрешающей способностью на три порядка выше. Это и является основной причиной широкого использования пьезорезонаторов при решении самых различных задач микровзвешивания.

Высокая масс-чувствительность, присущая пьезорезонаторам, была обнаружена давно и традиционно использовалась для подстройки резонаторов на номинальную частоту (подшлифовка электродов позволяла повысить частоту, а нанесение дополнительной массы частоту понизило). Разработка ПРД на основе масс-чувствительных резонаторов началась после публикации в 1959 г. исследований Г. Зауэрбрея [127]. На сегодня датчики на масс-чувствительных резонаторах — один из наиболее распространенных типов ПРД.

Масс-чувствительный резонатор может рассматриваться как преобразователь масса — частота либо как преобразователь толщина — частота. В первом случае его удобно характеризовать чувствительностью по массе  $C_m = \partial f/\partial m'$ , во втором — чувствительностью по толщине  $C_h = \partial f/\partial h'$  ( $m'$  и  $h'$  — соответственно масса и толщина присоединяемо-

го покрытия). Из (2.55) и (2.57), имея в виду соотношение  $N = f \rho h$ , находим

$$C_m = \frac{f^2}{NS_{\perp} \rho'}; \quad (2.62)$$

$$C_h = f^2/N, \quad (2.63)$$

где  $\rho'$  — плотность присоединяемого материала;  $N$  — частотная постоянная.

Чувствительности  $C_m$  и  $C_h$  растут как квадрат частоты  $f$ , откуда ясно, что для получения высокой крутизны преобразования целесообразно применять высокочастотные резонаторы с колебаниями сдвига по толщине или контуру. Вопрос об окончательном выборе можно решить рассмотрев работу масс-чувствительных резонаторов с энергетической точки зрения.

### б) Энергетика колебаний масс-чувствительных пьезорезонаторов

Резонансные механические колебания в упругом твердом теле могут быть охарактеризованы как процесс периодических (с частотой, вдвое большей резонансной) взаимных превращений кинетической  $K$  и потенциальной  $P$  видов энергий.

Кинетическая энергия (энергия движения) определяется распределением амплитуды смещений  $u_i$  по объему пьезоэлемента:

$$K = (2\pi f)^2 \iiint_V \rho u_i u_i dV; \quad (2.64)$$

потенциальная энергия (энергия, запасаемая в результате упругих деформаций)

$$P = \iiint_V T_{ij} S_{ij} dV, \quad (2.65)$$

где  $\rho$ ,  $u_i$ ,  $S_{ij}$ ,  $T_{ij}$  — соответственно плотность, амплитуда смещений, деформации и напряжения.

Деформации  $S_{ij}$  и смещения  $u_i$  распределены по пьезоэлементу неравномерно: деформации максимальны в узловых точках колебаний, а смещения — в пучностях. В то же время деформации равны нулю в пучностях, а смещения — в узлах. Таким образом, кинетическая энергия, определяемая амплитудой смещений, концентрируется вблизи областей пучностей и близка к нулю в окрестности узлов колебаний. В то же время потенциальная энергия сосредоточивается вблизи узлов колебаний и обращается в нуль в пучностях. Как следует из (2.65), потенциальная энергия определяется упругими модулями  $c_{ijkl}$  материала, поскольку  $T_{ij} = c_{ijkl} S_{kl}$ .

Присоединение дополнительной массы вызывает изменения потенциальной и кинетической энергий соответственно на величины  $P'$  и  $K'$ .

Можно показать [1], что изменение частоты резонатора в этом случае может быть представлено соотношением

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2} \left( \frac{P'}{P} - \frac{K'}{K} \right). \quad (2.66)$$

Из соотношения видно, что в приращения частоты дают вклад как приращения потенциальной энергии  $P'$ , определяемые упругими свойствами присоединяемой пленки, так и приращения кинетической энергии  $K'$ , не зависящие от упругих характеристик присоединяемой массы. Одним из основных требований к любому измерительному преобразователю является минимальная зависимость его рабочих характеристик от побочных факторов. Для преобразователей на основе масс-чувствительных резонаторов, предназначенных для измерения масс и толщин, таким побочным фактором являются упругие характеристики присоединяемого покрытия, поскольку они у различных материалов различны и зачастую неизвестны.

Из (2.64) и (2.66) следует, что влияние упругих характеристик присоединяемого материала может быть сведено к нулю при выполнении тождества  $P' \equiv 0$ . Это обеспечивается только при условии, что *вся присоединяемая масса сосредоточивается в пучности колебаний*.

Для резонаторов с колебаниями по контуру условие может быть выполнено при нанесении покрытий только в очень ограниченных по размеру областях пьезоэлемента. Колебание сдвига по толщине — единственный тип колебаний, при которых областями пучности являются обе большие поверхности пьезоэлемента, а *резонаторы с колебаниями толщинного сдвига — единственные, обладающие независимостью масс-чувствительности от упругих характеристик присоединяемого покрытия*. Для резонаторов с объемными колебаниями других типов эта особенность не обеспечивается.

Резонаторы с колебаниями сдвига по толщине наиболее высокочастотны (а значит, и наиболее масс-чувствительны) и вместе с тем термостабильны (АТ-срез). Это позволяет сделать однозначный вывод, что эти резонаторы — оптимальный тип масс-чувствительных элементов ПРД.

Нетрудно показать, что соотношение

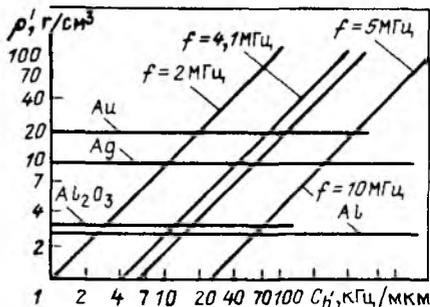
$$\Delta f/f_p = -\Delta m/M \quad (2.67)$$

справедливо и для случая, когда свойства пленки отличны от свойств пьезоэлемента.

Из (2.64) находим связь частоты с толщиной  $h'$  и плотностью  $\rho'$  присоединяемого материала:

$$\frac{\Delta f}{f_p} = -\frac{\rho' h'}{\rho h} \quad (2.68)$$

Рис. 2.18. Влияние плотности присоединяемой пленки на чувствительность по толщине  $C_h'$  для резонаторов АТ-среза



Для кварцевых резонаторов АТ-среза ( $N = 1770$  кГц·мм,  $\rho = 2,65$  г/см<sup>3</sup>)

$$\Delta f = 2,3 \cdot 10^6 f_p^2 \Delta m / S_{\perp}, \quad (2.69)$$

где  $\Delta m$  — масса покрытия, г;  $f_p$  — частота, МГц;  $\Delta f$  — приращения частоты, Гц;  $S_{\perp}$  — площадь покрытия, см<sup>2</sup>,

Если  $f = 15$  МГц,  $S_{\perp} \approx 0,2$  см<sup>2</sup>, то

$$\Delta f / \Delta m = 2,6 \text{ кГц/мкг}. \quad (2.70)$$

Из (2.68) находим, что чувствительность по толщине для резонатора АТ-среза равна

$$C_h' = \frac{\partial f}{\partial h'} = - \frac{f^2 \rho'}{N \rho}. \quad (2.71)$$

Семейство кривых, отражающих связь плотности наносимой пленки  $\rho'$  и чувствительности  $C_h'$  при различных частотах, представлено на рис. 2.18.

Соотношение (2.67) получено в предположении, что отношения  $K'/K$ ,  $P'/P$  и соответственно  $\Delta f/f$  много меньше единицы. Именно благодаря этому зависимость  $\Delta f/f$  от  $\Delta m$  линейна. Обычно  $\Delta f/f \leq \leq 0,01 \div 0,02$ , так что соотношение (2.67) справедливо. Если условие малости  $\Delta f/f$  не выполняется, то зависимость  $\Delta f/f$  от  $m$  более точно описывается соотношением

$$\left( \frac{\Delta f}{f_p} \right) - \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta f}{f_p} \right)^2 = \frac{\Delta m}{M} - \frac{3}{2} \left( \frac{\Delta m}{M} \right)^2. \quad (2.72)$$

Зависимости  $\Delta f(\Delta m)$  и  $\Delta f(\Delta h)$  нелинейны, поскольку  $C_m$  и  $C_h'$  зависят от текущего значения частоты резонатора, уменьшающейся с ростом  $\Delta m$ . Нелинейность не превышает  $\Delta f/f$ , т.е. для большинства практических случаев лежит в пределах 1–2% [128].

### в) Влияние конструктивных факторов на рабочие характеристики кварцевых микровесов<sup>1</sup>

Масс-чувствительные резонаторы, используемые в приборах микровзвешивания, выполняются в виде тонких пластин или линз с центральными электродами, расположенными с двух сторон пьезорезонатора. Присоединяемая масса может наноситься с одной или двух сторон как на электроды, так и на периферию резонатора.

Экспериментальные исследования показывают, что характер зависимостей  $f(h')$ ,  $f(m)$  чувствительности по толщине  $C_h$ , и массе  $C_m$ , меняется от геометрических размеров, формы пьезоэлемента, электродов и вида материала наносимого покрытия в широких пределах.

Причина расхождений между экспериментальными результатами и теорией масс-чувствительных резонаторов, рассмотренной выше, порождается особенностями, присущими резонаторам с локализацией энергии. Как уже отмечалось в § 1.4, колебательная энергия в этих резонаторах распределена по пьезоэлементу неравномерно и сосредоточена в основном в центральной подэлектродной области, причем степень локализации тем выше, чем больше толщина  $h'$  центральной области или коэффициент понижения  $R = \rho' h' / \rho h$ . Следствием этого является нелинейность зависимости  $f_p(h')$ . Кроме того, на ход зависимости  $f(h')$  влияет соотношение размеров пьезоэлемента и центрального "пятна" (электродов, дополнительных покрытий).

Причины явления были рассмотрены в § 1.4. Здесь же укажем, что подход, использованный в гл. 1 для анализа одномерной системы пьезоэлемент — электроды, может быть распространен и на анализ более сложной двумерной системы, состоящей из пьезоэлемента, электродов и дополнительного присоединяемого покрытия, в общем случае не совпадающего с электродами. Подобная система рассмотрена в [122]. Исследования проводились для случая, когда наносимое покрытие толщиной  $h'$  и электроды толщиной  $h_z$  имели одинаковый диаметр  $2a$  и были совмещены (рис. 2.19, а). Для упрощения анализа введен коэффициент чувствительности по понижению  $C_R$ , который связан с коэффициентом чувствительности  $C_m$  соотношением

$$C_m = - \frac{f_p^2}{\rho N A'} C_R, \quad (2.73)$$

где  $A'$  — площадь пятна.

На рис. 2.19, б представлен график зависимости коэффициента  $C_R$  от параметров пятна для различных соотношений  $A'/A$  площадей пятна и пьезоэлемента. Анализ семейства зависимостей на рис. 2.19, б пока-

<sup>1</sup> Здесь и далее кварцевыми микровесами или кварцевыми устройствами микровзвешивания будут называться измерительные преобразователи с кварцевыми масс-чувствительными резонаторами.

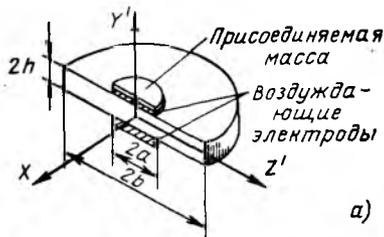


Рис. 2.19. Зависимость масс-чувствительности от конструктивных факторов

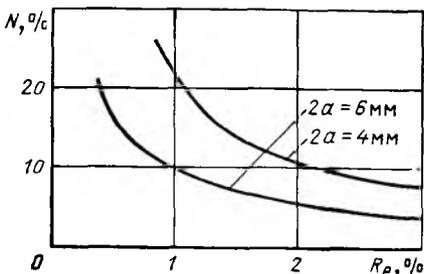
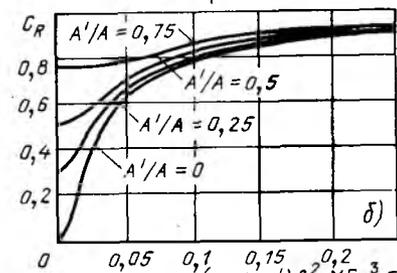
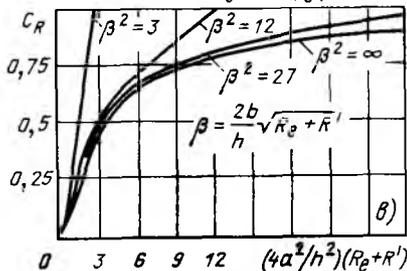


Рис. 2.20. Влияние начальной масс-нагрузки на нелинейность микровесов ( $f_0 = 10$  МГц;  $2b = 17$  мм)



зывает, что при увеличении площади пятна  $A'$  чувствительность приближается к предельному значению  $C_R = 1$ , причем чем больше площадь пятна, тем меньше изменяется чувствительность в функции присоединяемой массы  $m'$  и массы электродов.

Чувствительность  $C_R$  существенным образом зависит и от соотношения диаметра пьезоэлемента  $2b$  и толщины  $h$ . С увеличением  $b/h$  чувствительность  $C_R$  уменьшается, но в то же время при достаточно больших размерах пятна (или суммарной масс-нагрузке  $R_e + R'$ , где  $R_e = 2\rho_e h_e / \rho h$ ;  $R' = \rho' h' / \rho h$ ) становится близкой к максимальной  $C_R = 1$  и слабо зависит от понижения  $R'$  (толщины  $h'$ ) (рис. 2.19, в).

С увеличением площади пятна увеличивается масс-чувствительность резонатора  $C_m$ , пропорциональная  $C_R$ , и снижается нелинейность преобразования  $f_p(m)$ . Возможности линеаризации рабочей характеристики микровесов иллюстрируются рис. 2.20, где построена зависимость нелинейности  $N_m$  микровесов от нагрузки  $R_e$ , создаваемой электродами. Полезная масс-нагрузка  $R'$  изменяется в типичных для микровесов пределах (от 0 до 1 %). Нелинейность  $N$  определяется как относительное изменение чувствительности  $C_R$  на краях диапазона:

$$N = \frac{C_R = 1\% - C_R = 0}{C_R = 0,5\%} \quad (2.74)$$

Из графика видно, что нелинейность микровесов быстро снижается с ростом начальной масс-нагрузки центра  $R_e$  и тем меньше, чем больше площадь пятна.

Таким образом, для оптимизации микровесов по линейности и чувствительности необходимо: увеличивать площадь покрытия, создавать предварительную масс-нагрузку центра.

При реализации микровесов на основе плоскопараллельных пластин предварительную нагрузку можно создать используя толстые электроды возбуждения. В микровесах на основе линзовых резонаторов предварительная масс-нагрузка гарантирована специфичностью пьезоэлемента.

### г) Особенности работы микровесов с жидкими и вязко-упругими покрытиями

Соотношения, описывающие характеристики масс-чувствительных резонаторов, были получены в предположении, что присоединяемая масса — твердотельная пленка, обладающая идеально упругими свойствами. На практике, однако, зачастую приходится иметь дело с покрытиями резонатора в жидкой фазе. Подобные жидкие вещества имеют, как правило, высокую сорбционную емкость и позволяют создавать высокочувствительные датчики концентраций и состава газов. Имеются и задачи, в которых покрытие в исходном состоянии либо в процессе работы приобретает значительную вязкость.

В этой связи представляется необходимым оценить эффекты, возникающие в кварцевых микровесах при работе с жидкими и вязко-упругими сорбентами. Развернутый теоретический анализ этих эффектов выполнен в [120]. Здесь кратко изложим только его основные результаты.

Для описания работы пьезокварцевых микровесов при взвешивании жидких и вязкоупругих покрытий, а также при наличии вязкости у твердого покрытия необходимо учитывать волновые процессы в присоединяемой к вибратору пленке.

Рассмотрим основные случаи.

1. Пьезорезонатор нагружен жидким покрытием, имеющим коэффициент сдвиговой вязкости  $\eta$  и толщину  $h$ .

Изменения частоты при нанесении покрытия описываются соотношением

$$\frac{\Delta f}{f} = - \frac{\rho' \gamma^{-1}}{\rho_K h} [\varphi(h) - j \psi(h)], \quad (2.75)$$

где  $\gamma^{-1} = \left( \frac{2\eta}{\rho' \omega} \right)^{1/2}$  — глубина проникновения вязкой волны (т.е. расстояние, на котором амплитуда волны уменьшается в  $e$  раз); функ-

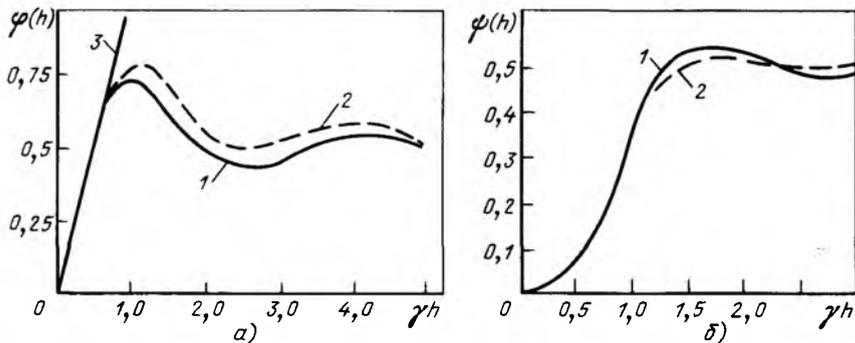


Рис. 2.21. Зависимость частоты (а) и декремента затухания (б) от толщины покрытия:

1 – жидкое покрытие; 2 – вязкоупругое покрытие; 3 – линейная теория

ция  $\varphi(h)$  с точностью до множителя  $\frac{\rho' \gamma^{-1}}{\rho h}$  характеризует зависимость частоты ПР от параметров жидкой пленки (рис. 2.21, а):

$$\varphi(h) = \frac{1}{2} \frac{\text{sh}(2\gamma h) + \sin(2\gamma h)}{\text{ch}(2\gamma h) + \cos(2\gamma h)} \quad (2.76)$$

Мнимая часть выражения (2.75) – функция  $\psi(h)$  – описывает зависимость приращения декремента затухания ПР от параметров покрытия (рис. 2.21, б):

$$\psi(h) = \frac{1}{2} \frac{\text{sh}(2\gamma h) + \sin(2\gamma h)}{\text{ch}(2\gamma h) + \cos(2\gamma h)} \quad (2.77)$$

Как видно из рис. 2.21, а, при малой толщине покрытия изменения частот для покрытий с твердыми и жидкими материалами совпадают. Расхождения становятся существенными при  $\gamma h > 0,3$ . При  $\gamma h > 2$  частота пьезорезонатора практически прекращает меняться с увеличением толщины покрытия. Это нетрудно понять, если учесть, что сдвиговые волны в жидкостях практически затухают на удалении от источника порядка одной длины волны. В результате сдвиговая волна просто не достигает слоев жидкости, удаленных от поверхности и при  $\gamma h$  весы почти полностью теряют чувствительность. Что касается декремента затухания, то при малой толщине ( $\gamma h \ll 1$ ) он пропорционален  $(\gamma h)^3$ , при  $\gamma h > 0,3$  увеличивается практически экспоненциально. При  $\gamma h > 2$ , как и  $\varphi(h)$ , величина  $\psi$  перестает реагировать на приращение толщины. Приведенные результаты позволяют сделать следующие выводы, характеризующие микровесы с жидкими покрытиями:

рабочая характеристика имеет ярко выраженную нелинейность;

из-за вязкости жидкости потери энергии колебаний в жидкой пленке могут значительно превышать потери энергии в пьезовибраторе даже при малой толщине пленки. Это определяет небольшой динамический диапазон микровесов с жидкими покрытиями.

2. Пьезорезонатор нагружен вязкоупругим покрытием. Вязкость в этом случае можно представить в комплексном виде:

$$\eta^* = \eta(1 + j\omega\tau)^{-1}, \quad (2.78)$$

где  $\tau$  — максвелловское время релаксации, обычно близкое к  $10^{-8}$  с. При этом  $\omega\tau < 1$ . Как видно из графиков рис. 2.21, б, для вязкоупругих покрытий при типичных величинах  $\omega\tau = 0,1$  качественно ход кривых совпадает с характером зависимостей для жидких покрытий.

3. Влияние вязких потерь в твердом покрытии. Для большинства металлических и диэлектрических пленок в диапазоне рабочих частот микровесов вязкость и сдвиговой модуль упругости  $c_{сд}$  связаны неравенством  $\eta\omega \ll c_{сд}$ . Исходя из этого, можно показать, что чувствительность микровесов при работе с твердыми покрытиями, обладающими вязкостью, уменьшается в  $[1 - (\eta\omega/2)^2]$  раз.

#### 2.4. АКУСТОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПЬЕЗОРЕЗОНАТОРОВ

*Акусточувствительностью* будем называть свойство пьезорезонатора изменять свои параметры (добротность, частоту) при изменениях акустического комплексного сопротивления  $Z_a$  среды, окружающей пьезорезонатор. Значение  $Z_a$  определяет механическую нагрузку, создаваемую на поверхностях колеблющегося вибратора. Акустические свойства среды, контактирующей с пьезорезонатором, принято характеризовать комплексным сопротивлением, содержащим активную  $R_a$  и реактивную  $X_a$  составляющие:

$$Z_a = R_a + jX_a; \quad j = \sqrt{-1}.$$

Активная составляющая  $R_a$  характеризует потери акустической энергии резонатора на излучение в среду, реактивная составляющая  $X_a$  — на диссипацию энергии в среде. Основным механизмом диссипации — вязкое трение.

Акустическое комплексное сопротивление  $Z_a$  изменяется в широких пределах в зависимости от свойств среды (ее состава, температуры, давления), конструкции пьезовибратора, его рабочей частоты, типа излучаемых волн. Средой, обеспечивающей акустическое нагружение резонатора, может являться газ, жидкость и твердое тело.

В электромеханической эквивалентной схеме комплексное сопротивление  $Z_a$  включается на механической стороне пьезопреобразователя. При симметричном нагружении двух больших поверхностей пьезоэлемента нагрузки оказываются включенными параллельно и результирующее комплексное сопротивление равно  $Z_a/2$  [2].

Потери  $R_a$  определяют добротность пьезорезонатора  $Q$ . Если добротность резонатора в отсутствие потерь равна  $Q_1$ , а добротность при внесении акустических потерь равна  $Q$ , то

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_a} + \frac{1}{Q_1}, \quad (2.79)$$

где  $Q_a$  может быть выражена через эквивалентные величины — акустическое сопротивление  $R_a$  или электрическое сопротивление потерь  $R_k$ , массу вибратора  $M$  и индуктивность  $L_k$ :

$$\frac{1}{Q_a} = \frac{R_a / 2}{\omega M / b} = \frac{R_k}{\omega L_k}. \quad (2.80)$$

Как следует из (2.80), с ростом  $R_a$  добротность пьезорезонатора падает.

Изменения реактивной составляющей комплексного сопротивления  $X_a$  эквивалентны изменению момента инерции при масс-нагрузке поверхностей пьезорезонатора: с увеличением  $X_a$  частота резонанса падает. Обычно  $X_a / M \ll 1$ , поэтому приращение частоты

$$\frac{\Delta f}{f} \approx - \frac{X_a}{2M}. \quad (2.81)$$

Рассмотрим факторы, определяющие значения активной и реактивной составляющих комплексного сопротивления нагрузки. Здесь следует отдельно рассмотреть эффекты, возникающие при излучении с поверхности пьезорезонатора продольных волн и волн сдвига.

#### а) Продольные волны

Волны этого типа могут распространяться в газах, жидкостях и твердых телах. Обычно при излучении чисто продольных плоских волн реактивные потери малы:  $X_a / R_a \ll 1$  и  $Z_a = R_a$ .

Сопротивление потерь  $R_a$  находится из соотношения

$$R_a = v_c \rho_c S, \quad (2.82)$$

где  $v_c$  — скорость продольной волны в среде;  $\rho_c$  — плотность среды;  $S$  — площадь излучающей поверхности.

Произведение  $v_c \rho_c = z_c$  называется *удельным акустическим сопротивлением среды* [16].

Как следует из (2.82), возможны три способа модуляции добротности резонатора, а именно: вариациями скорости распространения волны, плотности среды и площади контактной поверхности между резонатором и присоединяемой нагрузкой.

**Газы.** Для этого случая  $S = \text{const}$ . Плотность среды  $\rho_c$  определяется давлением  $p$ , молекулярным весом  $\mu$  и абсолютной температурой  $T$ :

$$\rho = \frac{p\mu}{RT}, \quad (2.83)$$

а скорость

$$v_c = \sqrt{\gamma p / \rho_c}, \quad (2.84)$$

где  $R$  — универсальная газовая постоянная;  $\gamma$  — соотношение удельных теплоемкостей газа при постоянных давлении и объеме.

Для газов

$$R_a = \sqrt{\frac{\mu}{TR}} Sp. \quad (2.85)$$

Таким образом, при излучении продольных плоских волн в газ активное сопротивление  $R_a$  линейно зависит от давления и пропорционально корню квадратному из отношения молекулярного веса и температуры.

При нормальных условиях ( $p = 0,1$  МПа,  $T = 300$  К) для большинства газов  $R_a = 10^4 \div 10^3$  г/(см<sup>2</sup>·с). Используя (2.80), найдем добротность резонатора  $Q_a$  для продольных колебаний на частоте  $10^5$  Гц. Полагая  $M = \rho_k h_K S$ ,  $b = 2$  см:

$$Q_a = \frac{\omega M}{4 R_a} \approx 10^2 \div 10^3 \quad (2.86)$$

Из (2.85) и (2.86) следует, что для повышения добротности до  $10^5$  и более давление  $p$  необходимо снижать до уровня менее 10 Па. Практически полное устранение потерь на излучение имеет место при давлении  $p \leq 1$  Па. В этом случае основными механизмами, определяющими добротность, являются потери на трение в опорах, связанные колебания, внутреннее трение в кристалле и т.д. Наличие этих потерь не позволяет снизить сопротивление электрических потерь  $R_K$  ниже 0,01–0,1 кОм. Поэтому зависимость  $R_K(p)$  в области давлений ниже 0,1 МПа нелинейна, хотя с ростом  $p$  и стремится асимптотически к линейной, как это предсказывает соотношение (2.85).

**Жидкие и твердые вещества.** Для большинства жидких и твердых веществ удельное акустическое сопротивление среды составляет  $10^5 - 10^7$  г/(см<sup>2</sup>·с). Подстановка этих значений в (2.82) показывает, что добротность пьезорезонатора, нагруженного на жидкость или твердое тело, не может превышать в лучшем случае 10, а сопротивление  $R_K$  велико (100 кОм и более). В отличие от газов плотность  $\rho_c$  и скорость  $v_c$  меняются в жидкостях и твердых телах от давления существенно меньше, поэтому, как следует из (2.82), основным эффектив-

ным механизмом модуляции  $R_a$  может быть изменение контактной площади  $S$  между излучателем-резонатором и средой. В измерительных преобразователях этот метод управления значением сопротивления потерь нашел применение только для твердых веществ [145], для жидких сред он практически не применяется.

### б) Сдвиговые волны в газах

Пьезорезонатор, излучающий волны сдвига в газ или жидкость, нагружается комплексным сопротивлением. Согласно теории распространения сдвиговых волн в вязкой несжимаемой жидкости [16] сдвиговое комплексное сопротивление может быть представлено в виде

$$Z_{сд} = R_{сд} + jX_{сд} = (1 + j) \sqrt{\pi f \rho \eta} , \quad (2.87)$$

где  $\eta$  – классическая ньютоновская вязкость;  $f$  – частота.

Из (2.87) следует, что активная и реактивная компоненты сопротивления равны по значению.

Для газов соотношение может быть переписано в виде

$$Z_{сд} = (1 + j) \sqrt{\frac{\pi f \eta \rho \mu}{RT}} . \quad (2.88)$$

Из (2.88) вытекает принципиальная возможность использования акусточувствительного резонатора для измерения *вязкости и давления*. Зависимость компонентов  $R_{сд}$  и  $X_{сд}$  от указанных параметров носит нелинейный характер. Измерения могут вестись по значению активного сопротивления резонатора  $R_k$  (или его добротности  $Q$ ) и по частоте резонанса.

### в) Сдвиговые волны в твердом теле

При излучении сдвиговых волн в твердое тело акустическая нагрузка пьезорезонатора носит преимущественно активный характер ( $X_a \approx \approx 0$ ). По-видимому, наиболее чувствительный способ модуляции потерь  $R_a$  состоит в изменении площади акустического контакта  $S$ . На этой основе реализованы преобразователи для измерения микропеременений [146], датчики усилий и давлений [145].

## 2.5. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ГИРОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПЬЕЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Работа гирочувствительных резонансных пьезопреобразователей основана на использовании знакопеременных сил Кориолиса, возникающих во вращающемся пьезовибраторе, совершающем резонансные механические колебания.

Принцип работы гиропреобразователей рассмотрим на элементарной модели на рис. 2.22. Пусть тонкий длинный стержень совершает

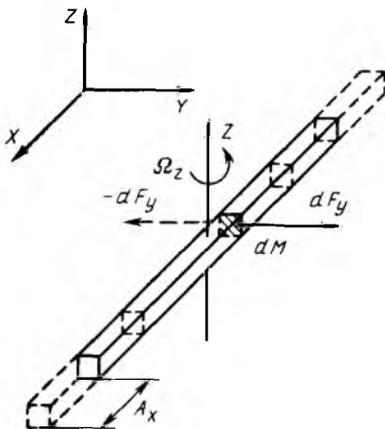


Рис. 2.22. Модель гироспреобразователя

продольные резонансные колебания по длине с амплитудой на конце стержня  $A_x$ :

$$A(t) = A_x \sin \omega_p t. \quad (2.89)$$

Узловая точка колебаний лежит в центре стержня. Предположим, что через узловую точку проходит ось вращения  $Z-Z'$ , перпендикулярная длине стержня. Если угловая скорость равна  $\Omega_z$ , то в соответствии

с законами механики на любой элементарный объем массой  $dM$ , отстоящий от центра вращения на расстоянии  $x$ , будет действовать сила Кориолиса

$$dF = 2dM\mathbf{V} \times \Omega, \quad (2.90)$$

где  $\mathbf{V}$  – вектор мгновенной скорости.

Поскольку имеется только один компонент скорости (в направлении оси  $X$ ), а векторы  $\mathbf{V}$  и  $\Omega$  ортогональны, то в соответствии с (2.90) кориолисова сила, действующая на элементарный объем  $dM$ , лежит в плоскости вращения, направлена вдоль оси  $Y$  и осциллирует с частотой механических колебаний  $\omega_p$  по закону

$$dF_y = 2dMx\Omega_z \omega_p \cos \omega_p t. \quad (2.91)$$

Под действием кориолисовых сил в стержне возникают знакопеременные изгибные (сдвиговые) деформации с частотой  $\omega_p$  в плоскости  $XU$ . Фаза деформаций изгиба определяется направлением вращения, а амплитуда изменяется пропорционально угловой скорости  $\Omega_z$ .

Таким образом, если вибратор выполняется из материала, обладающего сдвиговым пьезомодулем, то при соответствующей ориентации элемента и электродов оказывается возможным преобразовать вызванные кориолисовыми усилиями изгибные деформации в электрическое напряжение на электродах. Измеряя амплитуду и фазу этого напряжения, можно определить значение угловой скорости  $\Omega_z$  и направление вращения.

Описанный принцип действия лежит в основе работы пьезоэлектрических гироскопов вибрационного типа, рассматриваемых в § 7.7.

Гироспреобразователи занимают особое место среди преобразователей, применяемых в ПРД, поскольку являются единственными из рассматриваемых устройств, в которых не удастся выделить элемент струк-

туры с параметрами, модулируемыми в функции входного воздействия. Выходной сигнал гироспреобразователя формируется в результате изменения *характера движения* (упругих деформаций) в пьезовибраторе.

В самом общем случае пьезоэлектрические гироспреобразователи могут рассматриваться как *аналог электрического трансформатора с регулируемым коэффициентом трансформации*. В отсутствие вращения коэффициент трансформации равен нулю; с ростом угловой скорости пропорционально увеличивается коэффициент трансформации, в результате чего растет и сигнал на выходе "трансформатора".

## 2.6. ВЛИЯНИЕ ФАКТОРОВ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ НА ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕЗОНАТОРЫ

В настоящем параграфе кратко рассмотрим влияние на параметры пьезорезонаторов электрических и магнитных полей и радиоактивного излучения. Воздействия этого типа хотя и не используются в качестве управляющих при построении ПРД, могут оказывать заметное влияние на функционирование датчиков.

**Влияние электрических полей.** Частота и потери кварцевых резонаторов зависят от прикладываемого к пьезоэлементу электрического поля  $E$  весьма слабо. Коэффициент, характеризующий влияние поля на частоту  $K_E = \partial f / \partial E$ , не превышает  $10^{-10}$  мм/В, т.е. при напряженности  $E = 10^3$  В/мм относительные изменения частоты составляют не более  $10^{-7}$ . Зависимость  $\Delta f(E)$  близка к линейной. Как показано в [106], основной вклад в изменение частоты дает вариация упругих констант (электроупругий эффект).

Для пьезокерамических материалов влияние электрического поля проявляется намного сильнее. При напряженностях поля, близких к пробойным ( $E \approx 10 \div 20$  кВ/мм), изменения частоты могут достигать 10–15 %. Столь большие эффекты связаны с перестройкой структуры материала под действием поляризующего поля [2, 10, 16]. Зависимость частоты от поля носит ярко выраженный гистерезисный характер.

**Влияние магнитных полей.** Изменение физических констант пьезоматериалов в магнитном поле невелико. По данным [26], статическое магнитное поле с индукцией 0,2 Тл изменяет частоту кварцевых ПР на  $10^{-6} f_p$ . Тем не менее пьезорезонаторы могут обнаруживать сильную реакцию на магнитные поля, если электроды возбуждения или элементы конструкции ПРД выполняются из магнитных или магнитострикционных материалов.

**Влияние радиационных воздействий.** Кварц и пьезокерамика могут быть отнесены к числу радиационно стойких материалов электронной техники. При использовании специальных сортов сырья и методов его обработки [1] кварцевые пьезорезонаторы могут иметь относительные уходы частоты не более  $2 \cdot 10^{-7}$  при облучении потоком ней-

тронов  $10^{14}$  нейтр./см<sup>2</sup> или при дозе  $\gamma$ -облучения  $10^7$  Р. Пьезорезонаторы перестают возбуждаться при потоках свыше  $10^{17}$  нейтр./см<sup>2</sup>. Пьезокерамические материалы сохраняют свою работоспособность при нейтронных потоках с дозой  $10^{18}$  нейтр./см<sup>2</sup> [9, 23].

**Старение кварцевых резонаторов.** Старением ПР называют процесс систематических необратимых уходов частоты во времени, вызываемых изменениями физических свойств кристалла, элементов конструкции и физико-химических условий среды, в которой резонатор функционирует. Старение связано с целым комплексом явлений, происходящих в самом кристалле, на границе кристалла и пленочных покрытий, на границе кристалла и держателей, в пленочных покрытиях, в держателях и, наконец, в баллоне, в котором заключен кристалл.

К наиболее серьезным источникам старения относятся:

- разрушение поверхностного слоя кристалла;
- развитие и заживление микротрещин, возникающих в кристалле в процессе его механической обработки;
- процессы релаксации кристалла из энергетически неустойчивого, возникшего в процессе обработки состояния в основное устойчивое;
- диффузия примесей в кристалле;
- изменение физических свойств пленок, держателей, сорбционные процессы на поверхности кристалла и электродов [4].

Для снижения старения используются обработка поверхностей асимптотическими методами (шлифование, полирование, травление), их химическая очистка, химическая и термообработка металлических и диэлектрических элементов конструкции ПР и их обезгаживание, герметизация и вакуумизация пьезовибратора, термообработка готового ПР. Процесс старения кварцевых резонаторов поддается прогнозированию. Резонаторы одной партии имеют обычно близкие характеристики старения.

Скорость старения максимальна в первые дни после изготовления ПР; с течением времени процесс старения замедляется. Как правило, чем более устойчивы условия работы ПР (температура, уровень возбуждения, вибрации и т.д.), тем меньше необратимые уходы частоты. Старение в существенной мере зависит от конструкции ПР. Для негерметизированных резонаторов основным механизмом старения являются процессы сорбции частиц на поверхности пьезоэлемента и окисление электрода — пленки. За первый год эксплуатации старение негерметизированных резонаторов АТ- и ВТ-среза на частоты 6–16 МГц в среднем составляет  $50 \cdot 10^{-6}$ . Значительно меньшим старением обладают герметизированные и особенно вакуумные резонаторы [3].

На старение частоты резонаторов в датчиках должны существенно влиять особенности конструктивного выполнения этих датчиков. В общем случае необратимые сдвиги выходной частоты ПР в датчиках оказываются не меньшими, чем у резонаторов аналогичного типа в стандартном исполнении. Это связано с большей конструктивной сложностью

ПРД, несовершенством технологии, малой изученностью средств борьбы со старением ПРД. Некоторое снижение погрешностей старения может быть достигнуто построением датчиков по дифференциальной схеме.

Погрешности нуля от старения для многих датчиков оказываются нередко более значительными, чем температурные погрешности. В первую очередь это относится к датчикам на основе высокочастотных сдвиговых резонаторов.

## ГЛАВА 3

### ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫХ ДАТЧИКОВ

#### 3.1. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ПЬЕЗОРЕЗОНАТОРОВ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Возбуждение управляемого пьезорезонатора в измерительных преобразователях может осуществляться в режимах *автоколебаний*, *вынужденных колебаний* и *свободных колебаний*.

В автоколебательном режиме (рис. 3.1, а) пьезорезонатор *ПР* используется в качестве частотозадающего элемента замкнутой системы, содержащей усилитель *У*. Режим автоколебаний поддерживается в схеме на частоте, близкой к частоте рабочего резонатора *ПР*. Измеряемое воздействие модулирует собственную частоту или потери *ПР*, что приводит к частотной или амплитудной модуляции несущей на выходе автогенератора.

В режиме *вынужденных колебаний* возбуждение *ПР* осуществляется от независимого генератора *ГВ* (рис. 3.1, б). При работе генератора *ГВ* на фиксированной частоте  $f_0$  через *ПР* протекает ток, амплитуда и фаза которого определяются проводимостью *ПР* и амплитудой сигнала генератора. Измеряемое воздействие, изменяя частоту *ПР* и (или) модулируя потери резонатора, вызывает амплитудную и фазовую модуляции напряжения  $U_{\text{вых}}$  на выходе схемы. Амплитудно-частотные характеристики невозмущенного *ПР* (кривая 1) и при перестройке частоты (кривая 2) приведены на рис. 3.1, в.

В другом варианте устройства, использующего режим *вынужденных колебаний*, управляемый генератор возбуждения *УГВ* выполняется перестраиваемым по частоте (рис. 3.1, г). Управление частотой осуществляется блоком *БУ*, который автоматически устраняет расстройку, внесенную измеряемым воздействием. Блок настройки может работать по принципу развертывающего преобразователя либо по принципу следящей системы, а подстройка может вестись по амплитуде или фазе тока через *ПР* [128]. В момент, когда настройка выполнена, включается измерительное устройство *ИУ* (измеритель частоты, тока и т.п.), показания которого однозначно связаны с измеряемым воздействием.

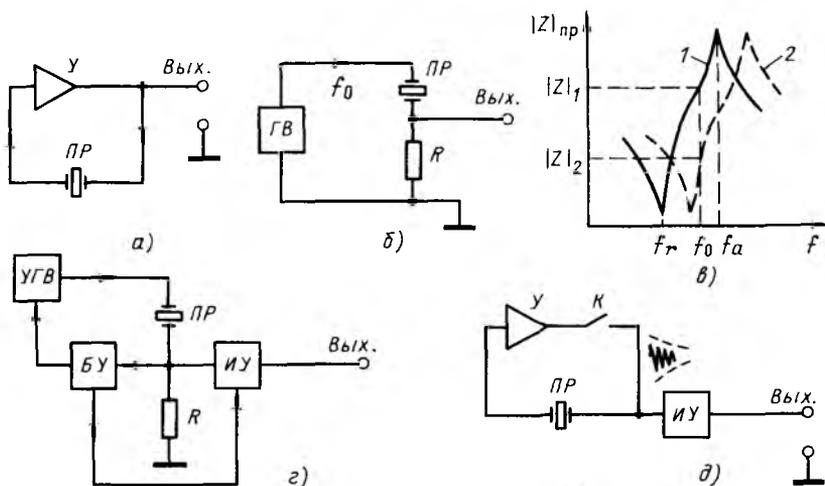


Рис. 3.1. Схемы включения пьезорезонаторов в измерительных преобразователях

В режиме свободных колебаний (рис. 3.1, д) измерение параметров перестраиваемого ПР производится спустя некоторое время после того, как резонатор отключается ключом К от усилителя У, возбудившего в нем резонансные колебания; схема измерения фиксирует либо частоту свободных колебаний ПР, либо скорость затухания этих колебаний в зависимости от того, используется ли управление ПР по частоте или добротности.

Режим свободных колебаний сравнительно редко используется в пьезорезонансных датчиках. Ограничена и область применений режима вынужденных колебаний.

В подавляющем большинстве случаев пьезорезонансные датчики строятся на основе использования автоколебательного режима. Выполнение ПРД по автогенераторной схеме позволяет наиболее просто осуществить высокоточное преобразование параметров управляемого резонатора в выходной сигнал.

### 3.2. ОСНОВЫ РАБОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ

Автогенератор на основе пьезоэлектрического резонатора может рассматриваться в общем случае как замкнутая система, содержащая усилитель и пьезорезонатор, включенный в цепи положительной обратной связи усилителя (рис. 3.2, а). Коэффициент передачи такой системы

$$K' = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\dot{K}_0}{1 - \dot{K}_0 \beta} \quad (3.1)$$

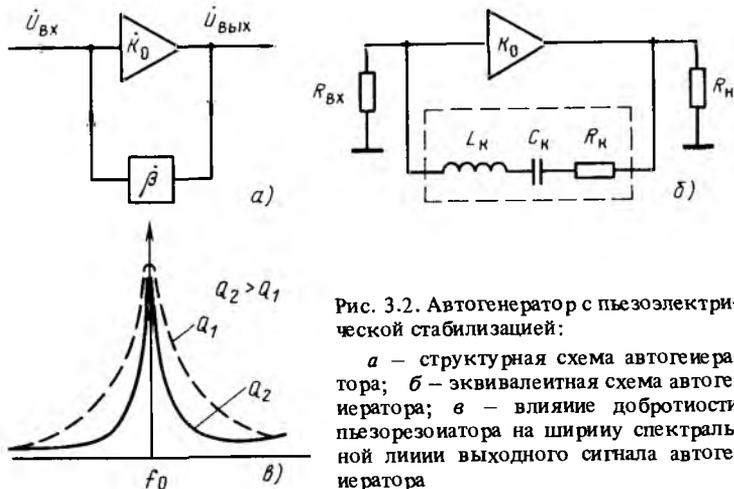


Рис. 3.2. Автогенератор с пьезоэлектрической стабилизацией:

*a* – структурная схема автогенератора; *б* – эквивалентная схема автогенератора; *в* – влияние добротности пьезорезонатора на ширину спектральной линии выходного сигнала автогенератора

Для возникновения режима незатухающих непрерывных колебаний в замкнутой системе должны выполняться два условия:

1) условие баланса фаз, заключающееся в том, что автоколебания в замкнутом контуре возникают, если коэффициент передачи разомкнутой системы является действительной величиной, т.е. суммарный фазовый сдвиг усилителя и резонатора равен или кратен  $2\pi$ . В этом случае усилитель на частоте автоколебаний охвачен положительной обратной связью;

2) выполнение на частоте колебаний соотношения  $|K\beta| \geq 1$ . В этом случае амплитуда колебаний стремится возрастать до тех пор, пока усилитель не попадает в нелинейную область, где наступает ограничение амплитуды. Если же  $|K\beta| < 1$ , то автоколебания в замкнутой системе с течением времени затухнут [21].

При заданном значении коэффициента усиления прямой цепи значение  $|K\beta|$  тем больше, чем выше проводимость пьезорезонатора. Таким образом, в замкнутой схеме второе условие возникновения автоколебаний наиболее просто удовлетворяется вблизи резонансных частот ПР. С другой стороны, вблизи резонансных частот фаза ПР претерпевает наиболее значительные изменения, вследствие чего легко удовлетворяется и условие баланса фаз.

Автогенератор играет в пьезорезонансных датчиках роль промежуточного преобразователя Параметров пьезорезонатора в модулированный сигнал. Точностные характеристики измерительного устройства в целом существенно зависят поэтому и от характеристик самого автогенератора.

Для оценки требуемого уровня стабилизации частоты автогенератора примем, что измеряемое воздействие создает максимальные относитель-

ные изменения частоты на уровне  $(\Delta f/f)_m = 10^{-2}$ . Приведенное значение является средним для различных групп ПРД. Если решается задача построения ПРД класса точности не ниже 0,01 (а такие задачи для ряда типов ПРД уже решены), то *долговременная* стабильность частоты генератора должна быть по крайней мере на уровне  $10^{-6} - 10^{-7}$ . Если же речь идет о построении приборов с порогом чувствительности на уровне  $10^{-6}$  верхнего предела, то генератор должен обеспечивать *кратковременную* нестабильность не более  $10^{-8} - 10^{-9}$ .

Рассмотрим основные факторы, определяющие стабильность частоты на выходе автогенератора с пьезоэлектрической стабилизацией. На рис. 3.2, б представлена эквивалентная схема генератора, где для упрощения анализа исключена статическая емкость  $C_0$  пьезорезонатора. Предположим, что усилитель обладает на частоте колебаний нулевым фазовым сдвигом и имеет стабильную амплитуду.

Возмущающие факторы, определяющие нестабильность частоты автогенераторов, можно разбить на две группы. К *первой группе* обычно относят факторы, определяющие *долговременные* изменения частоты. В их числе температурные, механические, электромагнитные, радиационные воздействия, вариации параметров окружающей среды, изменения питающего напряжения и другие факторы, приводящие к *детерминированным* вариациям параметров электронной схемы и пьезорезонатора. К *второй группе* дестабилизирующих факторов относятся шумы, вызывающие *случайные флуктуации* частоты автогенератора. Шумы в основном определяют так называемую *кратковременную* стабильность частоты. Применительно к ПРД долговременная стабильность характеризует дрейф нуля измерительного прибора, а кратковременная стабильность — его предельные возможности с точки зрения порога чувствительности.

**Долговременная стабильность частоты.** Медленные уходы частоты происходят в результате воздействия внешних факторов как на электронную схему, так и на пьезорезонатор.

Среди основных факторов, воздействующих на электронную схему, следует указать вариации температуры, питающего напряжения, а также естественное старение компонентов электронной схемы. В совокупности все указанные воздействия приводят к изменениям фазовой характеристики усилителя и, как следствие, к изменениям частоты автогенератора. Основными факторами, оказывающими воздействие на параметры пьезорезонаторов, являются вариации температуры пьезоэлемента и температурные градиенты в нем, изменения уровня возбуждения и естественное старение.

Для рассмотрения вопроса о влиянии пьезорезонаторов на долговременную стабильность частоты автоколебаний предположим, что в результате действия внешних факторов фаза усилителя изменилась на некоторую небольшую величину  $\Delta\varphi_{AG}$ .

В соответствии с условием баланса фаз непрерывные колебания в

схеме автогенератора сохраняются только при условии, что фаза тока, проходящего через резонатор, изменится на

$$-\Delta\varphi_{\text{ПР}} = \Delta\varphi_{\text{АГ}} \quad (3.2)$$

Изменения фазы  $\Delta\varphi_{\text{ПР}}$  будут сопровождаться изменениями рабочей частоты автоколебаний на  $\Delta\omega$ . Для резонатора зависимость между приращениями частоты  $\Delta\omega$  и фазы определяется соотношением

$$\Delta\varphi_{\text{ПР}} = \arctg \left( \frac{-2\Delta\omega L_{\text{К}}}{R_{\text{С}}} \right) = \arctg \left( -\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q_{\text{Н}} \right), \quad (3.3)$$

где  $R_{\text{С}} = R_{\text{К}} + R_{\text{ВХ}} + R_{\text{Н}}$ ;

$$Q_{\text{Н}} = \omega_0 L_{\text{К}} / R_{\text{С}} \quad (3.4)$$

— добротность нагруженного резонатора.

При условии малых фазовых сдвигов вариация фазовой характеристики усилителя сопровождается изменениями частоты генерации, определяемыми по формуле

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{-\text{tg}(\Delta\varphi_{\text{АГ}})}{2Q_{\text{Н}}} = \frac{-\Delta\varphi_{\text{АГ}}}{2Q_{\text{Н}}} \quad (3.5)$$

*Из анализа соотношения (3.5) следует, что для обеспечения высокой стабильности частоты автогенератора необходимо, во-первых, снижать фазовую нестабильность усилительных каскадов, а во-вторых, повышать добротность нагруженного резонатора.*

С точки зрения повышения стабильности фазовой характеристики целесообразно использовать широкополосные усилители. Это требование практически удается выполнить только частично: из-за немонохромного спектра резонатора в схеме с широкополосным усилителем создаются предпосылки к генерации на нескольких частотах. Для исключения этого явления усилителю приходится придавать частотно-избирательные свойства.

Основной путь борьбы с нестабильностью частоты из-за дрейфа характеристик электронной схемы связан с повышением добротности пьезорезонатора. Следует, однако, четко представлять, что высокая добротность пьезорезонатора не может защитить автогенератор от дрейфа частоты, если источником ее нестабильности является сам пьезорезонатор. Из-за высокой стабилизирующей способности пьезорезонатора в схеме все изменения частоты резонатора в функции температуры, изменения окружающей среды, старения и т.д. с высокой точностью воспроизводятся и на выходе автогенератора.

По этой причине наряду с требованием высокой добротности к пьезорезонатору должны предъявляться и не менее важные требования к стабильности его частоты.

**Кратковременная стабильность.** Случайные флуктуации частоты (кратковременная нестабильность) автогенератора связаны с наличием шумов в схеме устройства. Практически наиболее существенны три основных источника шума [44]:

- 1) тепловой и дробовой шумов самого генератора, приводящие к возмущению частоты колебаний;
- 2) аддитивный шум во вспомогательных цепях (этот источник непосредственно на частоту генератора не влияет, но, суммируясь с основным сигналом, приводит к флуктуациям фазы на выходе схемы);
- 3) шум из-за флуктуаций параметров компонентов схемы и пьезорезонатора.

В присутствии шумов мгновенное выходное напряжение автогенератора представляет векторную сумму, образованную сигналами несущей и помехи, и может характеризоваться мгновенной амплитудой  $U(t)$  и фазой  $\varphi(t)$ . При цифровых измерениях средняя частота определяется по приращениям фазы за время между началом и концом измерения:

$$f_{\text{ср}} = \frac{\varphi(t_1) - \varphi(t_0)}{t_1 - t_0}, \quad (3.6)$$

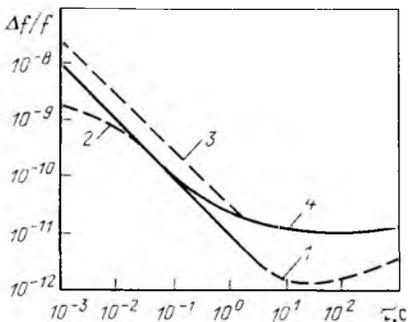
где  $t_0, t_1$  — начало и конец измерений;  $\varphi(t_0)$  и  $\varphi(t_1)$  — фазы напряжений в соответствующие моменты времени.

Момент начала измерений совершенно произволен, так что результаты измерений имеют некоторый разброс, причем флуктуации частоты вокруг среднего значения должны уменьшаться с увеличением времени выборки  $\tau = t_1 - t_0$ . Анализ влияния времени выборки на кратковременную стабильность частоты показывает, что для генераторов характер зависимости  $\Delta f/f$  от  $\tau$  имеет вид, аналогичный показанному на рис. 3.3. Максимальная кратковременная нестабильность наблюдается при малых значениях времени выборки. С ростом  $\tau$  уровень флуктуаций постепенно снижается, достигая при некотором  $\tau$  предельных значений. Дальнейшее увеличение времени выборки уменьшения нестабильности не дает, так как общая нестабильность начинает расти из-за заметного влияния тех же дестабилизирующих воздействий, которые снижают и долговременную стабильность.

Как видно из рис. 3.3, кратковременная стабильность в области больших значений времени выборки может быть существенно повышена увеличением добротности пьезорезонатора. В области малых  $\tau$  повышение кратковременной стабильности достигается применением на выходе генератора узкополосного фильтра. Кратковременная стабильность повышается с уменьшением шумов источников питания, а также при использовании малощумящих активных приборов в усилителе, особенно в его входных каскадах. Снижение флуктуаций обеспечивается и при уменьшении коэффициента усиления в прямой цепи генератора.

Рис. 3.3. Зависимость флуктуации частоты автогенератора от времени выборки  $\tau$ :

1 — эффект увеличения добротности; 2 — эффект включения узкополосного фильтра на выходе автогенератора; 3 — эффект от увеличения коэффициента усиления усилителя; 4 — типичная характеристика



Зависимость, представленная на рис. 3.3, характеризует кратковременную стабильность частоты для генератора с прецизионным резонатором частотой 5 МГц. Для генераторов других типов характер зависимостей  $\Delta f/f$  от  $\tau$  остается таким же, как и на рис. 3.3, однако количественно флуктуации частоты различных схем автогенераторов могут значительно различаться.

### 3.3. АВТОГЕНЕРАТОРНЫЕ СХЕМЫ ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫХ ДАТЧИКОВ

#### а) Общая характеристика

Насчитываются десятки различных типов генераторов с пьезоэлектрической стабилизацией, применяемых в современной радиоэлектронной аппаратуре. Значительная часть из них используется и в пьезорезонансных датчиках. В подавляющем большинстве случаев генераторы выполняются на основе биполярных и полевых транзисторов, реже — на туннельных диодах. Подробный анализ особенностей различных типов генераторов выходит за рамки настоящей работы. Вопросам проектирования этих схем посвящены многочисленные публикации и статьи [20, 21, 39, 40].

В данном разделе дается краткая характеристика типовых решений автогенераторных схем, применяемых в ПРД.

При разработке датчиков к входящим в их состав автогенераторам предъявляется совокупность требований. Основными среди них обычно являются: малая временная и режимная нестабильность; низкое потребление; высокий уровень выходного сигнала; надежность возбуждения автоколебаний при изменении сопротивления резонатора в широких пределах; исключение паразитных колебаний; малый уровень выходных шумов; возможность работы с вынесенным на расстояние от нескольких метров до нескольких десятков метров пьезорезонатором; малые габаритные размеры и масса; возможность подстройки номинальной частоты генератора.

Наиболее распространенной является схема емкостной трехточки (рис. 3.4, а), в которой резонатор работает на частоте, близкой к час-

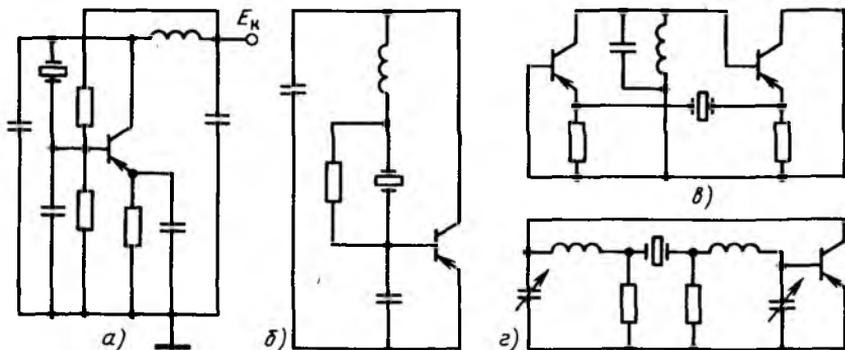


Рис. 3.4. Схемы генераторов:

а — емкостная трехточка; б — с кварцем в контуре; в — схема Батлера; г — схема Хегнера

тоте параллельного резонанса. Из схем последовательного резонанса чаще других используется схема Батлера (рис. 3.4, в), реже — схема Хегнера (рис. 3.4, г).

Для повышения чувствительности ПРД нередко применяют [126] возбуждение резонаторов на высших гармониках. При использовании полевых транзисторов за счет большого входного сопротивления значительно уменьшается паразитное шунтирование резонатора и резко (до 100–1000 мкВт) снижается потребление генератора, что особенно важно при автономном питании датчиков. Малое потребление при малых габаритных размерах характерно и для автогенераторов на туннельных диодах.

В случаях, когда требования к стабильности частоты невысоки ( $10^{-4}$  –  $10^{-6}$ ), можно применять автогенераторы, выполненные на логических элементах, характеризующиеся малыми габаритными размерами и надежностью.

Для возбуждения пьезорезонансных трех- и четырехполюсников успешно применяется схема Кэди [27].

В ряде практических случаев (высокие температуры, радиация) размещение электронного блока датчика в непосредственной близости от пьезорезонатора исключено. Здесь применяются схемы с согласующим коаксиальным кабелем. На рабочей частоте 10–15 МГц при длине кабеля 100–200 м обеспечивается кратковременная нестабильность не более  $10^{-8}$ . В подобных схемах особое внимание должно уделяться проблеме влияния температуры. Температурный дрейф электрических параметров кабеля, прежде всего его погонной емкости, приводит к дрейфу рабочей частоты. При возбуждении через коаксиальный кабель важно, чтобы в схеме генератора одна из выходных клемм резонатора была заземленной [40].

В ПРД повышенной точности стабильность характеристик в значительной степени определяется постоянством уровня рассеиваемой на пьезорезонаторе мощности. В этих случаях оправдано введение в схему цепей автоматического регулирования усиления (АРУ). Регулирование усиления обычно осуществляется либо за счет изменения режима усилителя, либо изменением его нагрузки.

### б) Электронные схемы дифференциальных датчиков

Дифференциальная схема — наиболее распространенный вариант ПРД. Схема содержит два автогенератора и формирователь сигнала разностной частоты *ФСРЧ*. Измеряемое воздействие модулирует частоту либо одного из резонаторов, либо обоих. В последнем случае знаки изменения частот противоположны (рис. 3.5).

Использование дифференциальных схем позволяет значительно снизить погрешности нуля измерительного преобразователя. По сравнению с недифференциальной схемой аддитивные погрешности дифференциального ПРД уменьшаются на порядок и более.

В дифференциальной схеме с двумя перестраиваемыми резонаторами существенно увеличивается линейность преобразования. Применение дифференциальной схемы устраняет проблему передачи высокочастотных информационных сигналов по линиям связи: частота выходного сигнала дифференциальных ПРД лежит в пределах от нуля до десятков килогерц.

Современная технология обеспечивает настройку частоты пьезорезонаторов с точностью до единиц седьмого знака (около 1 Гц для резонаторов частотой 5 МГц). Реально начальная разностная частота двух автогенераторов  $АГ_1$  и  $АГ_2$  из-за неидентичности параметров, влияния дестабилизирующих факторов и других причин отличается от требуемой. В этом случае предусматривается установка нуля, которая производится при помощи подстроечного конденсатора или (реже) индук-

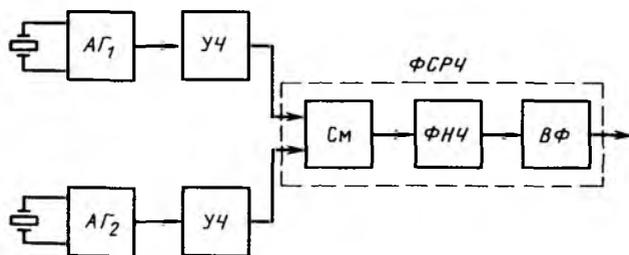


Рис. 3.5. Дифференциальная схема частотного пьезорезонансного датчика:

$АГ$  — автогенератор;  $УЧ$  — умножитель частоты; *ФСРЧ* — формирователь сигнала разностной частоты;  $См$  — смеситель;  $ФНЧ$  — фильтр нижних частот;  $ВФ$  — выходной формирователь

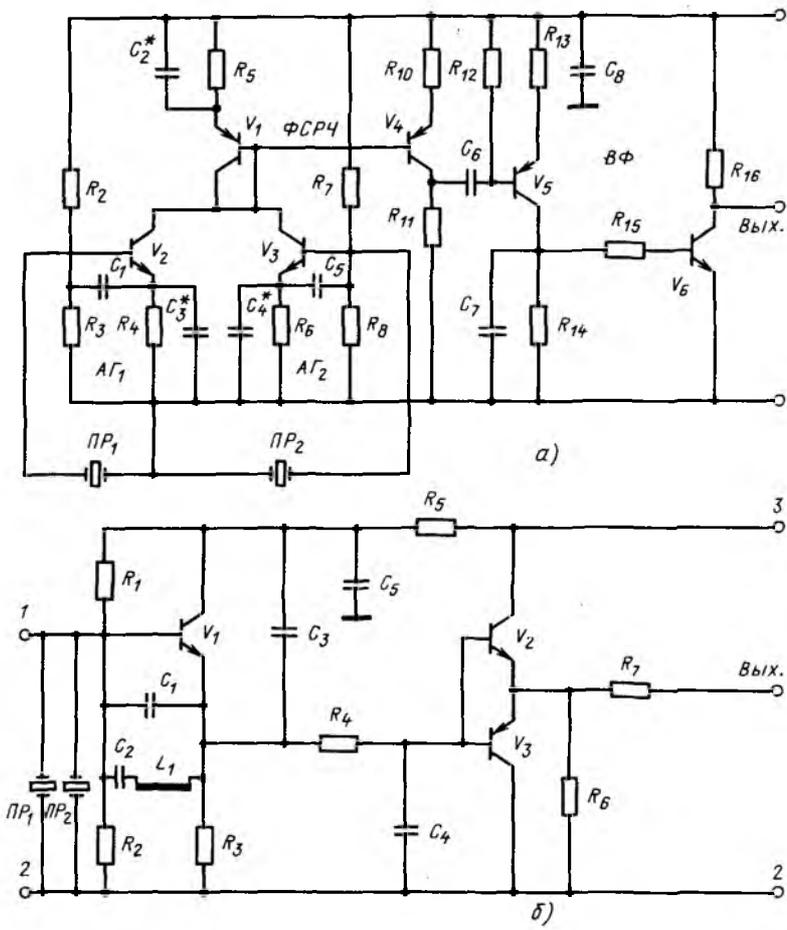


Рис. 3.6. Электронные схемы дифференциальных датчиков

тивности. Конденсатор включается, как правило, последовательно с резонатором. Увеличение емкости приводит к понижению частоты. Диапазон перестройки примерно равен межрезонансному промежутку ПР и для кварцевых резонаторов составляет около 0,05 % номинальной частоты. Когда требуется дистанционная установка нуля, в качестве подстроечной емкости удобно применять варикап, управляя им от источника напряжения, вынесенного из прибора.

Для формирования сигнала разностной частоты обычно прибегают к смещению двух частот на нелинейных элементах (диодах, транзисторах) с последующей фильтрацией низкочастотной составляющей спектра.

ра. Иногда операция выделения разностной частоты осуществляется цифровыми методами на логических элементах.

Для надежной передачи на большие расстояния, упрощения ввода сигнала в блок цифровой обработки на выходе схемы, как правило, предусматривают мощный выходной формирователь ВФ, выдающий прямоугольные импульсы разностной частоты. Примеры практической реализации электронных узлов дифференциальных датчиков приведены на рис. 3.6. В схеме рис. 3.6, а применяются два генератора, ФСРЧ и выходной формирователь ВФ. Как видно, число компонентов электронной схемы превышает 20 элементов.

При выполнении такого узла на печатной плате ее размеры обычно составляют не менее  $35 \times 35$  мм, что зачастую больше поперечных размеров датчика. Меньшим числом компонентов характеризуется схема двухмодового генератора (рис. 3.6, б), в котором два резонатора дифференциального датчика подключаются параллельно между земляной шиной и базой входного транзистора. В схеме обеспечивается одновременное возбуждение колебания двух пьезорезонаторов. Транзистор  $V_1$  работает в нелинейном режиме, в результате чего на сопротивлении  $R_3$  присутствует и компонент напряжения разностной частоты. Фильтр  $L_1 C_2$  настроен на выделение этой частоты с последующим усилением на транзисторах  $V_2, V_3$ . Использование схемы двухчастотного разностного генератора позволяет в 1,5–2 раза сократить число элементов в схеме датчиков и заметно уменьшить габаритные размеры.

Значительное уменьшение габаритных размеров достигается при реализации схем в гибридном варианте. Так, схема рис. 3.6, а при выполнении в виде ГИС с резистивным слоем  $500 \text{ Ом}/\square$  размещается на ситалловой подложке  $20 \times 30 \times 15$  мм.

Для повышения крутизны преобразования ПРД в схемы датчиков вводятся умножители частоты. В [95] приведена схема, в которой умножители частоты включены перед смесителем. В этом случае умножители вносят меньшую фазовую нестабильность в выходной сигнал, нежели при умножении сигнала разностной частоты.

#### **в) Способы повышения температурной стабильности частоты автогенераторов**

Для многих разновидностей частотных ПРД<sup>1</sup> температурное воздействие — один из наиболее существенных дестабилизирующих факторов. Температурные погрешности нуля могут снижаться структурными и конструктивными методами [24], а также путем повышения температурной стабильности частоты автогенератора. Дестабилизирующее влияние температуры на частоту автогенератора может быть снижено выбором термостабильного пьезорезонатора, использованием цепей

<sup>1</sup> Исключение составляют датчики температуры и ряд других преобразователей, для которых температура является полезным воздействием (см. гл. 4).

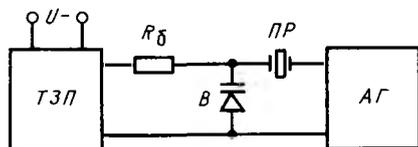


Рис. 3.7. Принципиальная схема термокомпенсированного автогенератора

термокомпенсации в автогенераторе или термостатированием схемы генератора.

Возможности снижения температурного дрейфа частоты за счет улучшения температурных характеристик резонатора, как будет показано в гл. 4, ограничены. Поэтому в случае построения генераторных ПРД на базе наиболее стабильных резонаторов нередко прибегают к термокомпенсации или термостатированию схем.

Вопросы термокомпенсации кварцевых генераторов рассмотрены подробно в [39]. Наиболее распространенным в настоящее время является способ компенсации, основанный на подстройке частоты автогенератора при помощи емкости (обычно варикапа), значение которой регулируется зависимым от температуры управляющим напряжением. Последнее снимается с термозависимого потенциометра ТЗП (рис. 3.7) или термозависимого моста, образованного комбинацией из резисторов и терморезисторов. При помощи этого способа обеспечивается термокомпенсация при различных типах температурно-частотных характеристик пьезорезонаторов.

При цифровой термокомпенсации управляющее напряжение формируется на выходе цифро-аналогового преобразователя. Кодовые сигналы на его входе изменяются в соответствии с температурой, контролируемой встроенным термодатчиком. Каждому значению температуры соответствует код, записанный в ЗУ в процессе настройки генератора. Подобная схема позволяет обеспечить более высокий уровень термокомпенсации, однако это достигается увеличением сложности и объемов генератора и требует большего времени для температурной калибровки.

Таблица 3.1

Схема автогенератора	Суммарный уход частоты $\Delta f/f$ , $10^{-6}$	Потребляемая мощность, Вт	Объем, см <sup>3</sup>	Примечание
<b>Без термокомпенсации:</b>				
$-55 \div +105$ °C	25	0,01–0,05	3–45	Выходная мощность генератора равна 1 мВт
$-40 \div +90$ °C	15			
$0 \div +50$ °C	4			
<b>С аналоговой термокомпенсацией:</b>				
$-55 \div +105$ °C	0,5–10	0,035–0,1	15–45	
$-40 \div +75$ °C	0,05–0,5			
$0 \div +50$ °C	0,1–1			

Табл. 3.1 (продолжение)

Схема автогенератора	Суммарный уход частоты $\Delta f/f, 10^{-6}$	Потребляемая мощность, Вт	Объем, см <sup>3</sup>	Примечание
С цифровой термокомпенсацией:				
-55 ÷ +105 °С	0,5-5	0,25-3	6-30	
-40 ÷ +75 °С	0,2-1,5			
0 ÷ +50 °С	0,05-0,5			
В термостате:				
-55 ÷ +75 °С	0,01-0,1	1-10	100-400	Для нижней рабочей температуры
-40 ÷ +75 °С	0,01-0,1			
0 ÷ +50 °С				
В двойном термостате:				
0 ÷ +50 °С	0,001-0,0001	5-15	(1,5-3) × 10 <sup>3</sup>	

Наиболее высокая стабильность частоты пьезорезонаторов обеспечивается при использовании термостатов, что определяет их широкое применение в стандартах частоты, прецизионных генераторах, цифровых частотомерах и т.д. Использование термостатов в пьезорезонаторных датчиках связано с существенным усложнением устройства, снижением надежности, увеличением массы, габаритных размеров, потребления энергии, а также с увеличением времени готовности прибора к работе. По указанным причинам термостаты используются преимущественно при построении наиболее высокоточных ПРД: переносных эталонах давлений [61] и акселерометрах. Некоторые представления об эксплуатационных параметрах кварцевых генераторов дает табл. 3.1.

#### 3.4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ НА БАЗЕ ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫХ ДАТЧИКОВ

*Пьезорезонансные датчики гораздо чаще поставляются как неотъемлемая часть цифровой аппаратуры, нежели как самостоятельные изделия.* В настоящее время накоплен значительный опыт в создании приборов с ПРД для самых различных применений: стационарного и переносного типа, лабораторных и для полевых условий, одно- и многоканальных, прецизионных и невысокой точности, с цифровой и стрелочной индикацией и т.д.

В подавляющем большинстве случаев ПРД являются датчиками с частотным выходом. Вопросам обработки частотных сигналов, построению измерительной аппаратуры с частотными датчиками посвящен ряд основополагающих работ [22, 23]. Около 10 лет назад вышла книга

[28], посвященная рассмотрению вопросов построения цифровых измерительных приборов с пьезорезонансными датчиками температуры. Многие из положений, содержащихся в указанных работах, не утратили своей актуальности и по сей день. Вместе с тем за последние годы произошли существенные сдвиги в подходах к организации приборов и средств обработки измерительной информации. В первую очередь это связано с широким внедрением в приборостроении ЭВМ и микропроцессорной техники. Благодаря этому резко расширились функциональные возможности цифровых приборов, повысились их точность, быстродействие, снизились габаритные размеры, масса и энергопотребление. Предлагаемый ниже материал представляет собой краткое рассмотрение наиболее существенных особенностей современной измерительной аппаратуры с пьезорезонансными датчиками. Применения этой аппаратуры для решения конкретных задач рассмотрены в соответствующих разделах гл. 4–8.

#### **а) Структуры измерительных приборов с пьезорезонансными датчиками**

Контрольно-измерительная аппаратура с ПРД в подавляющем большинстве является цифровой. Это естественное следствие двух обстоятельств: доминирующей роли цифровых методов обработки информации и удобства цифрового преобразования частотных сигналов. В общем случае структура цифрового прибора с ПРД содержит блок преобразования частоты в код, блок цифровой индикации, а также вспомогательные узлы – источники питания, схемы автоматики, генератор опорной частоты и т.д. В многоканальных устройствах предусматривается коммутатор для последовательного опроса датчиков.

При использовании ПРД в системах регулирования нередко оказывается более удобным работать с сигналами тока или напряжения, а не частоты. В этом случае вместо преобразователей частота – код в структуру прибора вводится преобразователь частота – напряжение (ток). Современные интегральные схемы этих устройств обеспечивают достаточно высокие точности преобразования. Преобразование частоты в напряжение может выполняться и с помощью кварцевых частотных дискриминаторов, имеющих высокую крутизну преобразования (до нескольких вольт на герц при питании схемы напряжением около 10 В). Недостатком дискриминаторов является большая нелинейность, которая может достигать 10–20 %.

Блоки обработки информации с частотных ПРД ничем принципиально не отличаются от блоков, используемых в других датчиках с частотным выходом [22]. Высокая линейность, присущая многим типам ПРД, позволяет в ряде случаев упростить схемы измерительных приборов за счет исключения линеаризаторов.

ПРД применяются в системах телеметрии с передачей данных по радиоканалу. Структурная схема радиотелеметрического ПРД приведена

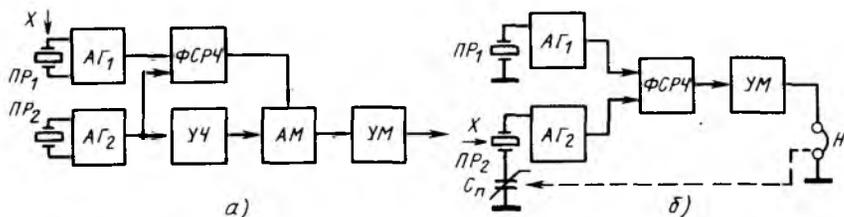


Рис. 3.8. Схемы измерительных устройств на основе ПРД

на рис. 3.8, а. В дифференциальной схеме измеряемое воздействие приложено к резонатору  $PP_1$ . Опорный резонатор  $PP_2$  используется, во-первых, в цепи формирования сигнала разностной частоты  $\Phi СРЧ$ , во-вторых, в качестве генератора несущей радиопередатчика. Амплитудная модуляция несущей частоты осуществляется сигналом разностной частоты с выхода ПРД [148].

В переносных приборах, выполненных на основе ПРД, измерение параметра производится нуль-методом (рис. 3.8, б). Меняющийся в функции параметра сигнал разностной частоты после усиления подводится в наушники  $H$ , и оператор поворотом ручки подстроечного конденсатора  $C_{п}$  добивается снижения частоты биений до нуля. При этом по шкале, механически сочлененной с ручкой подстроечного конденсатора  $C_{п}$  и отградуированной в соответствующих единицах, производится измерение [18].

Хотя и сравнительно редко, измерительные устройства с пьезорезонансными датчиками строятся по схеме с обратной связью. Структура такого преобразователя приведена на рис. 3.9, а. Устройство выполнено по схеме преобразователя недокомпенсации. Пьезорезонатор  $PP$  выполняет функции компаратора, непрерывно сравнивающего входное воздействие  $X_{вх}$  с сигналом обратной связи  $X_{о.с.}$ . Выходной величиной служит сигнал в цепи обратной связи.

В ряде случаев пьезорезонансные датчики строятся по принципу систем с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ).

Одна из схем с ФАПЧ приведена на рис. 3.9, б.

Фазовый детектор  $\Phi Д$  производит непрерывное сравнение фаз измерительного  $\varphi_{и}$  и опорного  $\varphi_{о}$  генераторов. На выходе детектора формируется напряжение  $U_{\Phi д}$ , пропорциональное разности фаз  $\varphi_{и} - \varphi_{о}$ . Это напряжение подается на варикап, обеспечивая перестройку частоты таким образом, чтобы в установившемся состоянии разность частот двух генераторов была сведена к нулю. При этом выходное напряжение дискриминатора пропорционально интегралу по времени от разности частот:

$$U_{\Phi д} = K_{\Phi д} (\varphi_{и} - \varphi_{о}) = K_{\Phi д} \int_0^t (f_{и} - f_{о}) dt. \quad (3.7)$$

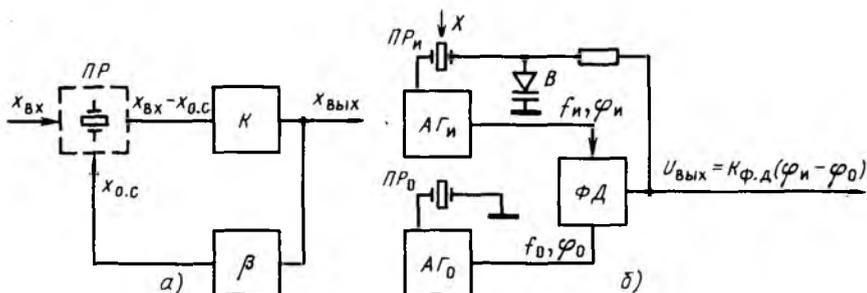


Рис. 3.9. Структурные схемы приборов на основе ПРД

Благодаря свойству интегрирования приращений частоты подобные структуры находят применение при построении высокочувствительных детекторов.

С применением ФД реализуются следующие умножители частоты, позволяющие повысить крутизну преобразования частотных ПРД. В схеме умножителя фазовый детектор сравнивает сигналы измерительного генератора и генератора управляемого напряжения после деления его частоты на  $n$ . Изменение частоты на входе  $\Delta f_{вх}$  приводит к соответствующему изменению частоты  $\Delta f_{вых}$  на  $n\Delta f_{вх}$ .

Заканчивая на этом краткий анализ структурных схем, отметим, что преобразователи с уравниванием применяются в приборах на основе ПРД довольно редко. Как правило, ПРД строятся по простейшей схеме прямого преобразования параметра в частоту, что не исключает возможности высокоточных измерений.

## б) Особенности применения ПРД в цифровых приборах

Специфические особенности цифровых прямопоказывающих приборов с ПРД отражают специфические черты самих пьезорезонансных датчиков — их достоинств и недостатков. Представляется целесообразным остановиться на общей характеристике ПРД как элементов, входящих в состав измерительных систем.

1. Как преобразователи физических параметров ПРД характеризуются довольно широким диапазоном выходных частотных сигналов. Для наиболее обширной группы датчиков механических величин полезные девиации частоты составляют обычно 3–15 кГц. Существенно большими девиациями (до 100–200 кГц) характеризуются датчики температуры. Начальные частоты, соответствующие минимальному значению измеряемой величины, как правило, выбираются не менее 1–3 кГц. В целях упрощения схемы преобразователя начальное смещение задают так, чтобы при всех режимах измерений частота датчика не переходила через нуль.

2. ПРД относятся к преобразователям повышенной точности, обеспечивая зачастую погрешности на уровне  $10^{-3}$ – $10^{-5}$ . Максимальные погрешности не превышают 3–5 %. При разработке цифровой аппаратуры следует учитывать большую разрешающую способность этих датчиков ( $10^{-4}$ – $10^{-7}$  от верхнего предела измеряемой величины), а также их высокую временную стабильность. У лучших образцов ПРД она достигает 0,01 % в год.

3. Для многих типов ПРД их рабочие характеристики можно рассматривать как линейные. В этом случае для описания датчика достаточно знания крутизны его рабочей характеристики и его нуля – начальной частоты. Как правило, это приемлемо для аппаратуры с классом не выше 0,25. При более жестких требованиях к точностям требуется описание характеристик датчика более сложной нелинейной функцией вида

$$X = G_{00} + G_{10} \Delta t + G_{20} \Delta t^2 + G_{30} \Delta t^3 + (G_{01} + G_{11} \Delta t + G_{21}) \Delta \theta + (G_{02} + G_{12} \Delta t) \Delta \theta^2 + G_{03} \Delta \theta^3, \quad (3.8)$$

где  $X$  – измеряемый параметр;  $\Delta t = t - t_0$ ;  $t$  – текущая температура окружающей среды;  $t_0$  – температура, при которой определялась номинальная градуировочная характеристика;  $\Delta \theta = \theta - \theta_0$ ;  $\theta$  – текущее значение частоты (периода);  $\theta_0$  – частота (период) выходного сигнала датчика, соответствующая начальному значению измеряемого параметра  $X_0 = G_{00}$  при температуре окружающей среды, равной  $t_0$ ;  $G_{ij}$  – коэффициенты аппроксимации градуировочной характеристики.

В общем случае градуировочная характеристика задается десятью коэффициентами  $G_{ij}$  и двумя константами  $t_0$  и  $\theta_0$ ; в конкретных случаях часть из указанных коэффициентов аппроксимации может не использоваться.

4. Частотные ПРД имеют разброс характеристик. Хотя для некоторых из них он относительно невелик (1–5 %), в общем случае датчики не взаимозаменяемы.

Большой разброс присущ крутизне характеристики. Разброс по нулю устраняется более просто, например подстройкой частоты одного из генераторов.

Как правило, разброс характеристик компенсируется за счет соответствующих резервов вторичной измерительной аппаратуры. Если же говорить о проблеме обеспечения выпуска взаимозаменяемых ПРД, то здесь возможны два пути решения задачи [83]:

с помощью настройки характеристик датчиков на завершающих операциях сборки путем подстройки топологии пьезорезонаторов либо других элементов в цепи преобразования (например, толщины мембран);

применением в составе датчиков промежуточных электронных преобразователей с регулируемыми характеристиками. В качестве варианта на рис. 3.10, а показана схема с нормированием на каскаде с прямым

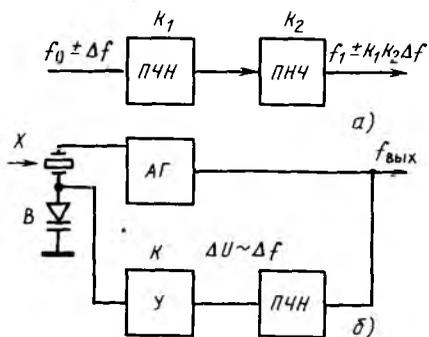


Рис. 3.10. Структурные схемы преобразователей для нормирования чувствительности ПРД

и обратным преобразованием частоты и напряжения. В схеме рис. 3.10,б нормализация крутизны характеристик достигается подстройкой глубины обратной связи, воздействующей на частоту датчика через варикап  $V$

[60]. Более подробно эти вопросы рассматриваются в ходе описания отдельных типов приборов.

5. ПРД наилучшим образом проявляют свои достоинства при изменении статических и медленноменяющихся воздействий с частотами не выше 0,1–1 Гц. Для большинства задач приемлемые точности и разрешения обеспечиваются при опросах с тактом 0,1–1 с, а иногда и 10–100 с. Вместе с тем ряд видов ПРД, прежде всего датчики механических величин, имеют широкую полосу пропускания (до нескольких килогерц), что делает их пригодными и для регистрации динамических воздействий. В этом случае частота опроса при цифровой обработке должна возрастать. То же требование возникает и в многоканальных приборах с последовательной коммутацией группы датчиков на вход цифрового измерителя.

В связи с многообразием задач цифровой обработки частотных сигналов ПРД необходимо проанализировать варианты построения основного узла приборов — преобразователей частота — код.

Как известно [42, 43], в современной технике измерений частоты доминирующее место занимают два метода — *метод преобразования с непосредственным отсчетом частоты* и *метод преобразования с непосредственным отсчетом периода*. Первый широко используется в цифровых частотомерах и обеспечивает линейную зависимость вход–выход. Второй характеризуется обратно пропорциональной зависимостью вход–выход.

*Метод преобразования с отсчетом частоты.* Сигнал измеряемой частоты  $F_d$  заполняет счетчик в течение одного или  $n$  периодов частоты опорного генератора. Время, требуемое для измерения, пропорционально растет с увеличением разрешения.

*Метод преобразования с отсчетом по периоду.* В этом случае импульсы известной частоты  $F_0$  подсчитываются за промежутки времени, равный одному или нескольким периодам преобразуемой частоты  $F_d$ .

Исходя из специфики ПРД при решении задач обеспечения максимальной разрешающей способности за минимальное время предпочтение следует отдать методу измерений с отсчетом по периоду.

Измерения по частоте дают хорошее разрешение при значительно больших временах измерения. Можно показать, что при измерениях по частоте для девиаций сигнала ПРД на уровне 5 кГц при частоте опорного генератора  $F_0 = 5$  МГц разрешающая способность на уровне  $10^{-2}$  % обеспечивается при времени измерения около 2 с, что во многих случаях неприемлемо.

При измерениях с отсчетом по периоду основным источником погрешностей является нестабильность частоты опорного генератора, прямо влияющая на погрешность измерений; на практике даже для наиболее чувствительных и стабильных датчиков погрешности от нестабильности опорного генератора ничтожно малы ( $5 \cdot 10^{-6} - 5 \cdot 10^{-8}$ ).

При работе с ПРД приемлемы два алгоритма работы ПЧК с отсчетом по периоду:

1) число осредняемых периодов поддерживается постоянным и выбирается исходя из минимального значения выходной частоты датчика  $F_{min}$ :

$$n = \tau_{пр} F_{min} . \quad (3.9)$$

При  $\tau_{пр} = 100$  мс и  $F_{min} = 1$  кГц  $n = 100$ . Погрешность дискретности и время преобразования составят при этом  $\pm 10^{-6}$  и 100 мс при  $F_d = 1$  МГц,  $F_0 = 10$  МГц. Однако для  $F_d = 100$  кГц при том же опорном генераторе погрешность дискретности вырастет на два порядка ( $\pm 10^{-4}$ ), а время преобразования соответственно упадет до 1 мс (в 100 раз). Таким образом, алгоритм с осреднением постоянного числа периодов дает сильное изменение погрешности дискретности в рабочем диапазоне и, как следствие, возникают большие вариации разрешающей способности преобразования;

2) при втором алгоритме в процессе преобразования поддерживается постоянным время преобразования  $\tau_{пр}$ . При этом погрешность дискретности постоянна. Вторым алгоритм с постоянным временем преобразования  $\tau_{пр}$  наилучшим образом подходит для датчиков с большой относительной девиацией частоты. К ним относятся датчики температуры, имеющие  $F_{min} \ll F_{max}$ , а также дифференциальные датчики, у которых  $F_{min}$  близко к нулю.

Для датчиков с относительной девиацией 20–40 % первый и второй алгоритмы примерно эквивалентны.

Заканчивая рассмотрение особенностей цифровых измерительных приборов с ПРД, целесообразно еще раз перечислить основные специфические задачи, которые необходимо решать при проектировании этих устройств. К ним относятся: обеспечение высоких точностей измерений частоты (периода) при малых значениях времени измерений; линеаризация преобразования в цепочке параметр — частота (период) — код; нормирование результатов измерений при наличии разброса характеристик датчика. Последние две задачи должны решаться не только на стадии производства, но и в ходе эксплуатации аппаратуры и обеспечить взаимозаменяемость датчиков.

## ПРИМЕНЕНИЕ ТЕРМОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ПЬЕЗОРЕЗОНАТОРОВ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

На основе термочувствительных кварцевых пьезорезонаторов строятся измерительные преобразователи (ИП) двух типов:

1) измерительные преобразователи температура — частота (термометры);

2) измерительные преобразователи теплового типа, использующие комбинацию из термочувствительного резонатора и дополнительного электронагревателя. В этих ИП измеряемое воздействие варьирует температуру термочувствительного элемента посредством изменения мощности, подводимой в нагреватель, или изменения условий теплоотдачи подогретого пьезорезонатора.

### 4.1. КВАРЦЕВЫЕ ТЕРМОМЕТРЫ

Кварцевые датчики температуры являются автогенераторными преобразователями с частотным выходом и строятся как на основе пьезорезонаторов с линейной температурно-частотной характеристикой (ТЧХ), так и на основе пьезорезонаторов с нелинейной ТЧХ. В принципе измерения температуры с малой погрешностью могут быть выполнены на обоих типах термочувствительных резонаторов, если градуировочная характеристика термодатчика определена с высокой точностью. Линейность характеристики существенно упрощает градуировку ИП, сводя ее к измерению частоты в двух реперных точках.

#### а) Разновидности кварцевых термочувствительных резонаторов (ТЧР)

В подавляющем большинстве случаев кварцевые термометры выполняются на основе резонаторов с колебаниями сдвига по толщине диапазона 5—30 МГц. Принципиально показаны возможности использования и более высокочастотных (50—100 МГц) резонаторов типа "обратная мезаструктура", выполненных методами ионно-плазменного травления. Известны высокоточные измерения температур и резонаторами с более низкими рабочими частотами 0,5—1 МГц. Используются как ТЧЭ, резонирующие на основном колебании, так и ТЧЭ, работающие на третьем и пятом обертонах, что пропорционально увеличивает коэффициент преобразования.

Отечественной промышленностью выпускается серийно несколько типов термочувствительных резонаторов. Их основные параметры приведены в табл. 4.1. Параметры ТЧЭ, производимых за рубежом, приведены в табл. 4.2.

Резонаторы выпускаются в стандартных корпусах (рис. 4.1).

Таблица 4.1

Обозначение, ТУ	Номинальная частота, кГц	Коэффициент преобразования, Гц/°С	Диапазон рабочих температур, °С	Тип корпуса по рис. 4.1	Размеры, мм			Срез пьезоэлемента	Добротность
					А	Б	С		
РТ-01, ОДО.338.022ТУ	14 310	500	-60 ÷ +120	а	13,5	11	4,7	ПЯ	5 · 10 <sup>4</sup>
РТ-02, ОДО.338.022ТУ	26 500	1000	-60 ÷ +125	а	13,5	11	4,7	ПЯ	5 · 10 <sup>4</sup>
РЦ2.821.004	5000	170	-60 ÷ +120	в	42	19		ПЯ	10 <sup>6</sup>
РТ-04, ОДО.338.022ТУ	5000	180	-60 ÷ +125	а	13,5	11	4,7	ПЯ	5 · 10 <sup>4</sup>
РТ-05, аЦО.338.057ТУ	4980,6	400	+45 ÷ +85	з	7	24		У	10 <sup>6</sup>
РК 317ТВА, ОДО.338.043ТУ	7040	680	-60 ÷ +125	д	10	10		У	3 · 10 <sup>4</sup>
РК 317ТВБ, ОДО.338.043ТУ	7040	260	-60 ÷ +125	д	10	10		ПЯ	3 · 10 <sup>4</sup>

Таблица 4.2

Фирма-изготовитель, страна	Номинальная частота, кГц	Коэффициент образования, Гц/°С	Диапазон рабочих температур, °С	Тип корпуса по рис. 4.1	Размеры, мм			Срез пьезоэлемента
					А	Б	С	
Хьюлетт-Паккард, США	28 000	1000	-80 ÷ +125	д	10	10		LC
Токио Денпа, Япония	28 000	1000	-50 ÷ +100	а	14	12		LC
То же	10 600	1000	-50 ÷ +100	б	8	8		LC
" "	10 600	1000	-50 ÷ +100	в	10	3		У

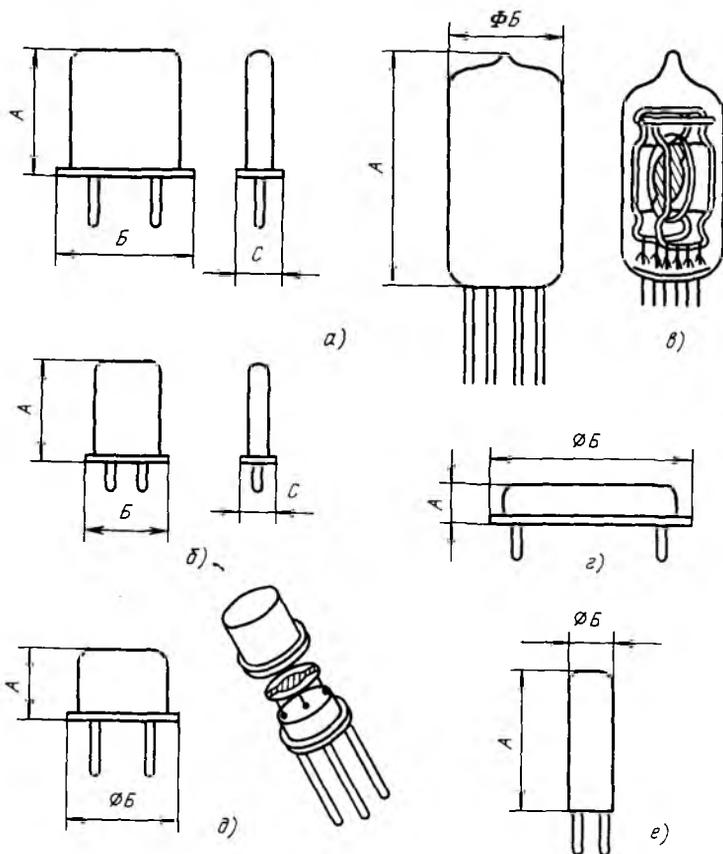


Рис. 4.1. Внешний вид и габаритные размеры термочувствительных резонаторов

При реализации ТЧЭ в виде вакуумированных резонаторов [9] элемент помещается в стеклянный баллон (рис. 4.1, а), из которого откачивается воздух. Герметизированные резонаторы обычно реализуются в паяных или холодносварных металлических корпусах. Для снижения тепловой инерционности корпус заполняется инертным газом с хорошей теплопроводностью, чаще всего гелием.

В последние годы кварцевые пьезорезонаторы реализуются в плоских керамических корпусах. Их основными достоинствами являются [62]:

высокая вакуумная плотность керамики, превосходящая в сотни тысяч раз вакуумную плотность стекол и металлов;

простота конструкции, содержащей две плоские детали — основание и крышку;

прочность;

технологичность сборки благодаря простоте монтажа пьезоэлемента, разводки токоподводов и соединения элементов конструкции.

Примером применения керамического корпуса может служить камертонный термочувствительный элемент производства компании ETA (Швейцария) [62].

В вакуумированном исполнении резонаторы диаметром 12–30 мм выполняются по технологии, используемой при изготовлении прецизионных резонаторов и обеспечивающей высокую добротность ( $Q > 10^6$ ) и малое старение (рис. 4.1, в).

В конструкции с герметизацией корпуса диаметр резонатора меньше (6–8 мм), обработка поверхности пьезоэлемента менее качественна. Это в сочетании с использованием металлического корпуса, заполненного газом, и менее совершенного держателя определяет сравнительно более высокое старение и меньшие значения (100–200 тыс.) добротности (рис. 4.1, а, б, д).

Герметизированные термодатчики в результате заполнения баллона газом с хорошей теплопроводностью (гелием), применения металлического корпуса и небольших размеров имеют меньшую тепловую инерционность, чем вакуумированные термодатчики. В то же время вакуумированные термодатчики характеризуются более высокой временной стабильностью и разрешающей способностью. При измерениях температуры порог чувствительности прямо определяется случайными флуктуациями частоты, т.е. кратковременной нестабильностью  $S_f$  автогенератора. Как было показано в § 3.2, кратковременная стабильность снижается с увеличением добротности. Если ТКЧ термочувствительного резонатора равен  $T_f^{(1)}$ , то минимально регистрируемые приращения температуры имеют порядок

$$\Delta t_{min} = S_f / T_f^{(1)}. \quad (4.1)$$

Для высокодобротных резонаторов с  $T_f^{(1)} = 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$  кратковременная нестабильность  $S_f \leq 10^{-10}$ , что позволяет регистрировать приращения температуры на уровне

$$\Delta t_{min} = 10^{-10} / 10^{-4} = 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}. \quad (4.2)$$

Для герметизированных резонаторов  $S_f \leq 10^{-8}$  и  $\Delta t_{min} \leq 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}$ . Экспериментальные исследования различных вариантов конструкций термодатчиков показывают, что порог чувствительности в основном определяется кратковременной нестабильностью используемых резонаторов. Так, У. Смит, использовавший высокодобротные резонаторы среза  $ух1/+5^\circ$  частотой 5 МГц, достиг порога чувствительности  $\Delta t_{min} \approx 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}$ , что позволило обнаружить разницу температур замерзания воды и таяния льда [51].

## б) Схемно-конструктивные особенности кварцевых термодатчиков

Специфические особенности эксплуатации термодатчиков в сочетании с особенностями построения аппаратуры обработки информационных сигналов с них определяют многообразие схемных и конструктивных решений этих приборов.

**Особенности схемотехники термодатчиков** [28, 43, 49–54, 56, 58, 60, 62].

Наиболее распространены автогенераторная схема с одним резонатором и двухрезонаторная дифференциальная схема с формированием сигнала разностной частоты. В последнем случае один резонатор – термочувствительный, второй – опорный.

Диапазон температур, в которых работают ТЧЭ и сопрягаемая с ним электронная аппаратура, определяет возможные варианты компоновки датчика (рис. 4.2).

В схеме на рис. 4.2, а вывод частотного сигнала осуществляется непосредственно на рабочей частоте резонатора. Если в случае низкочастотных камертонных ТЧЭ передача этого сигнала на большие расстояния особых проблем не вызывает, то при использовании высокочастотных ТЧЭ, работающих в диапазоне 5–30 МГц, необходимо применение коаксиальных линий связи и буферных усилителей ВЧ.

В дифференциальной схеме на рис. 4.2, б, формируется разностный сигнал, частота которого обычно лежит в пределах 50–100 кГц, что упрощает его передачу в устройство обработки. В этом варианте, однако, разностная НЧ варьируется не только в результате изменения температуры термочувствительного резонатора, но и при изменениях температуры опорного резонатора. Если термочувствительный и опорный резонаторы пространственно разнесены, градиент температуры является источником погрешности термодатчика в целом. В схеме на рис. 4.2, б опорный резонатор конструктивно совмещен с электронной схемой датчика. В этом случае уровень погрешностей, вносимых электронным узлом, зависит от температурных условий, в которых он находится. Погрешности минимальны, если используется термостабирование всего электронного узла или по крайней мере опорного резонатора. На практике такое решение из-за сложности и больших габаритных размеров используется редко. В помещениях с кондиционированием ( $+18 \div +22$  °С) погрешность от температурной нестабильности опорного генератора, как правило, невелика ( $0,003^\circ$ ), и дополнительных мер борьбы может не требоваться. Однако работа в более жестких температурных режимах ( $+5 \div +50$  °С), ( $-60 \div +85$  °С) ставит серьезные проблемы на пути обеспечения точности в схеме рис. 4.2, б, поскольку в этих диапазонах уходы опорной частоты эквивалентны уже более значительным отклонениям измерений температуры ( $0,1 \div 1$  °С).

Решение проблемы может быть достигнуто применением термокомпенсированного опорного генератора.

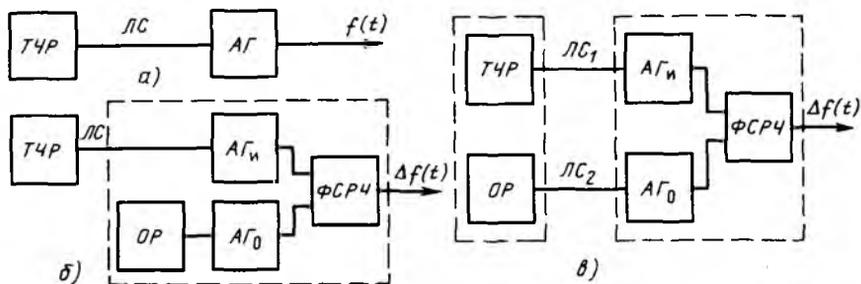


Рис. 4.2. Варианты схем пьезорезонансных термодатчиков:

$АГ_n$  – измерительный автогенератор;  $АГ_0$  – опорный генератор;  $ОР$  – опорный резонатор

Конечно, если предельные температуры и требование к габаритам допускают это, следует стремиться к реализации датчика, сосредоточенного в одном корпусе, объединяющем резонаторы и электронную схему. Однако здесь следует учитывать такие факторы, как перегрев датчика мощностью, рассеиваемой в электронной схеме, и увеличение тепловой инерционности.

Вынос в рабочую зону одновременно и термочувствительного и опорного резонаторов (рис. 4.2, в) также приемлем. Однако это ведет к увеличению длины линий связи чувствительного элемента и электронной схемы датчика. Кроме того, характеристика датчика в общем случае становится нелинейной, поскольку нелинейна ТЧХ опорного резонатора. По указанным причинам схема рис. 4.2, в применяется довольно редко.

Как следует из беглого сравнения альтернативных схемных решений, каждое из них имеет свои плюсы и минусы.

Недостатки представленных схем порождены в первую очередь высокой рабочей частотой сдвиговых ТЧР. Если перейти на использование низкочастотных ТЧР камертонного типа, выбор оптимальной структуры датчика упрощается. Из-за низкой несущей ТЧР (30–300 кГц) оказывается пригодной недифференциальная, однорезонаторная схема рис. 4.2, а. Если рабочие температуры исключают размещение электронных компонентов вблизи ТЧР, они выносятся с помощью некоаксиальных линий связи (в виде витых пар) на расстояния до нескольких метров. При измерениях в температурном диапазоне до 120 °С электронная схема и ТЧР могут быть выполнены в общем корпусе. Проблема погрешностей, вызванных энерговыделением электронной схемы, здесь исключается; применяемые генераторы на КМОП-структурах характеризуются сверхмалым потреблением ( $\approx 50$  мкВт). Термодатчики с камертонными резонаторами, однако, имеют ограниченные точностные возможности. В задачах, требующих повышенных точностей и стабильности, преимущества сдвиговых ТЧР очевидны.

Схемы с вынесенным высокочастотным ТЧР требуют тщательной проработки вопросов согласования линии связи резонатора и электронной схемы. Как уже упоминалось в гл. 3, длина этой линии может достигать сотен метров. Надежные результаты обеспечиваются при более коротких коаксиальных линиях — от 2 до 10 м. В этих случаях блок с электронной схемой соединяется с кабелем через высокочастотный разъем, что обеспечивает возможность его замены при отказе. В отдельных случаях идут и на применение соединения витой парой, защищенной экраном.

Конструктивное исполнение узла (зонда) с термочувствительным резонатором определяется спецификой решаемой задачи. При измерениях температуры воздуха резонатор находится в прямом контакте со средой. Необходимо предусмотреть герметичное соединение кабеля с ТЧР, исключающее случайное попадание влаги на выводы резонатора.

При измерениях в жидкостях ТЧР обычно защищается кожухом из материала, исключающего прямое попадание жидкости на резонатор и линию связи.

При работе в условиях повышенных гидростатических давлений кожух выполняется достаточной прочности для защиты от механических перегрузок резонатора. Обычно кожух изготавливается из стали. Для лучшего теплового контакта с измеряемой средой зазор между резонатором и внутренней стенкой корпуса заполняется материалом с высокой теплопроводностью. Тем не менее инерционность остается значительной — от десятков секунд до нескольких минут.

С точки зрения применения кварцевых резонаторов в высокотемпературных датчиках критической является температура 573 °С, при которой происходит фазовый переход и потеря кристаллом пьезоэлектрических свойств. Однако предельные температуры термодатчиков сегодня остаются на более низком уровне. Кристаллическому пьезокварцу присуще наличие так называемых пиков поглощения, характеризующихся резким ростом акустических потерь в определенных интервалах температурного диапазона. В этих областях резко снижается добротность резонаторов. Борьба с этим явлением ведется путем модификации химического состава синтетического кварцевого сырья.

На пути широкого использования ТЧР для высокотемпературных измерений имеется и ряд других препятствий. Прежде всего это проблема высокотемпературного корпуса, обеспечивающего надежную герметизацию пьезоэлемента. Кроме того, с увеличением температуры старение резонаторов резко ускоряется и основное преимущество кварцевых термодатчиков — высокая точность — в значительной степени сводится на нет.

В связи с проблемой применения кварцевых ТЧР в широком температурном диапазоне следует сказать о гистерезисе температурно-частотных характеристик этих резонаторов.

Как показывают исследования [55], погрешность гистерезиса  $\delta t$  зависит в основном от перепада температур и описывается соотношением

$$\delta t = L(t_{max} - t_{min}) = L \Delta t, \quad (4.3)$$

где  $L$  — коэффициент нецикличности термодатчика. В общем случае этот коэффициент зависит от ориентации пьезоэлемента и конструкции ТЧР. Для резонаторов  $LC$ -среза он лежит в пределах  $(0,5-1,5) \times 10^{-4}$ . В частности, для ТЧР на 28 МГц (третий обертоном) после термоцикла  $(-80 \rightarrow +240 \rightarrow -80)^\circ\text{C}$  смещение начальной частоты составляет 20 Гц, что при чувствительности  $10^3$  Гц/ $^\circ\text{C}$  соответствует  $\delta t = 0,02^\circ\text{C}$ . Причиной гистерезиса является совокупность факторов, включающая дефекты кварца, механические напряжения на поверхности кристалла и электродов, неупругие процессы в держателях и т.д. Гистерезис уменьшается в 2–3 раза термотренировкой либо пропуском через резонатор большого тока резонансной частоты. Практически близок к нулю коэффициент нецикличности у резонаторов описанного в § 2.1  $NLSC$ -среза [49].

Среди специфических моментов, которые необходимо принимать во внимание при проектировании датчиков, следует отметить погрешности, вносимые перегревом резонатора.

*Погрешности от перегрева резонатора.* Электрическая мощность, выделяемая в активном сопротивлении  $R_k$  пьезорезонатора, превращается в тепло, создающее перегрев пьезоэлемента относительно окружающей среды. С увеличением уровня возбуждения перегрев растет. Для оценки погрешностей этого рода можно воспользоваться приближенным соотношением

$$\Delta t_{\text{п}} = k_{\text{п}} P, \quad (4.4)$$

где  $k_{\text{п}}$  — коэффициент перегрева;  $P$  — мощность рассеяния.

Коэффициент перегрева тем выше, чем хуже условия отвода тепла от пьезоэлемента и в зависимости от конструкции пьезорезонатора и окружающих условий меняется в пределах от 0,05 до  $1^\circ\text{C}/\text{мВт}$ . Для большинства термодатчиков коэффициент перегрева равен примерно  $0,1-0,15^\circ\text{C}/\text{мВт}$ .

Источником перегрева термодатчика может быть не только сам термочувствительный резонатор, но и элементы электронной схемы, расположенные в датчике и искажающие температурное поле вблизи него.

*Влияние схемы автогенератора.* При работе в автогенераторных схемах последовательного и параллельного резонанса один и тот же термодатчик обладает различной термочувствительностью. Это явление связано с различием в температурных коэффициентах частоты последовательного и параллельного резонанса.

Для чистого  $Y$ -среза ТК пьезоконстанты  $e$  равен  $T_e = -1,5 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ . Отсюда, имея в виду, что  $(f_p - f_s)/f_s \approx 0,6 \div 0,8\%$ , находим

$$T_{f_s} - T_{f_p} \approx (3 \div 4) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}. \quad (4.5)$$

Поскольку для Y-среза  $T_f^1 = 1,78 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ , то

$$\frac{T_{fs} - T_{fp}}{T_{fs}} = \frac{\Delta T_f}{T_f^1} \approx 1,8 \div 2,25 \% \quad (4.6)$$

Иными словами, при переходе от возбуждения термодатчика на частоте последовательного резонанса к возбуждению на частоте параллельного резонанса изменение крутизны преобразования температуры в частоту может составить несколько процентов.

### **в) Вопросы практического применения пьезорезонансных датчиков температуры**

Многолетний опыт разработки и применений кварцевых термодатчиков дает возможность просуммировать наиболее существенные особенности этих приборов и выявить рациональные области их применения.

1. Кварцевые термодатчики-преобразователи обладают повышенной точностью измерений температуры в диапазоне от  $-250$  до  $+250$   $^\circ\text{C}$ . По точности, воспроизводимости, стабильности и разрешающей способности они превосходят платиновые, термисторные и термопарные преобразователи температуры.

2. Частотный выходной сигнал практически сводит к нулю погрешности от влияния линий связи датчика с устройством обработки информации и обеспечивает высокую точность измерений в условиях действия промышленных электромагнитных помех.

3. Измерительная аппаратура на основе кварцевых термодатчиков удобна в эксплуатации, полностью автоматизирована. Аппаратурными средствами успешно решены проблемы взаимозаменяемости датчиков.

4. Преимущества кварцевой термометрии проявляются при измерениях постоянных и медленноменяющихся температур. В области контроля процессов с временем установления не более нескольких секунд применение кварцевой термометрии следует считать мало оправданным из-за значительной тепловой инерционности.

В настоящее время наиболее значительные результаты в кварцевой термометрии достигнуты с использованием высокочастотных сдвиговых резонаторов, растет применение камертонных ТЧР. Находят применение как ТЧР с линейной ТЧХ (срезы *LC*, *ПЯ*, *NLSC*), так и ТЧР с нелинейной ТЧХ (Y-срез).

Конструктивные варианты исполнения датчиков показаны на рис. 4.3.

Термодатчики компании Хьюлетт-Паккард выполнены по схеме рис. 4.3, а. Их отличительная особенность — фиксированная длина линии связи (3,7 м) между ТЧР и высокочастотным генератором. Все датчики — погружного типа; корпус зонда, в котором размещается резонатор, выполняется из нержавеющей стали. Рабочая частота резонаторов — около 28 МГц. Масса зонда — 90 г.

По-иному выполнены термодатчики японской компании Токио

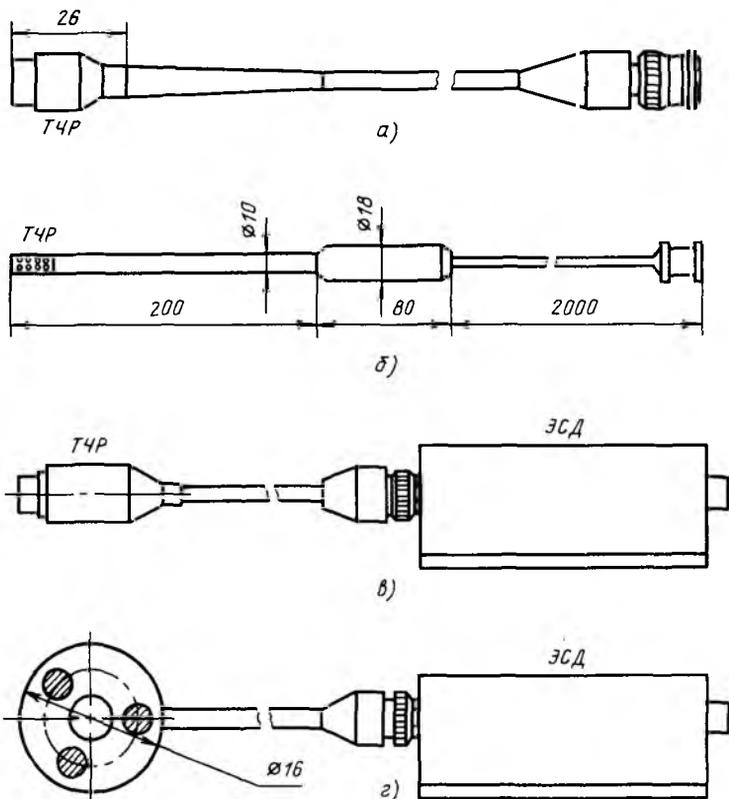


Рис. 4.3. Конструктивные варианты исполнения термодатчиков:

а – фирмы Хьюлетт–Паккард (США); б – фирмы Токио–Денпа (Япония); в, г – ПТКИ (СССР)

Денпа (рис. 4.3, б). Здесь в длинном цилиндрическом корпусе из нержавеющей стали размещаются как термочувствительный резонатор, так и электронный генератор к нему. Это снимает проблему согласования по высокой частоте.

Отечественные датчики типа ПТКИ-01, -02, 0,3 (рис. 4.3, в) предназначены соответственно для контроля температуры воздуха, поверхностей и материалов. Датчики выполнены в виде двух узлов – термочувствительного резонатора и электронного преобразователя. Последний содержит опорный резонатор и гибридную схему с двумя генераторами и формирователем сигнала разностной частоты. Преобразователь ПТКИ-01 – погружного типа.

Преобразователь ПТКИ-02, используемый для контроля температуры поверхности, снабжен магнитным прихватом (рис. 4.3, г), обеспе-

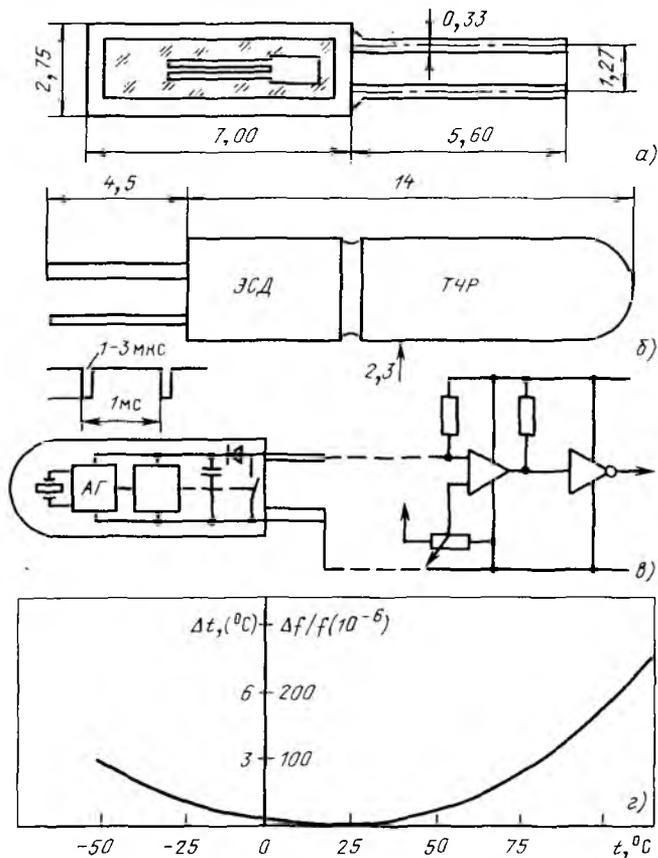


Рис. 4.4. Камертонные термодатчики компании ETA (Швейцария):

*а* – камертонный ТЧР в керамическом корпусе; *б* – термодатчик со встроенной электроникой; *в* – принципиальная схема камертонного датчика; *г* – отклонение ТЧХ камертонного пьезорезонатора от линейной характеристики

чивающим надежный тепловой контакт поверхностей ТЧР и измеряемого узла. Преобразователь ПТКИ-03 предназначен для контроля температуры материалов, устанавливается внутри контролируемого конструктивного элемента [43].

Длина коаксиального 75-омного кабеля, соединяющего ТЧР и электронный блок, в датчиках ПТКИ составляет 4–15 м. Разностная частота с выхода электронного блока может быть передана на расстояние до 100 м.

Наиболее малогабаритные термодатчики выпускаются швейцарской компанией ETA. Основа датчиков – камертонные кварцевые ТЧР в плос-

ких керамических, металлических либо стеклянных корпусах [172].

Разработаны два варианта исполнения. В первом поставляются дискретные термочувствительные резонаторы на частоту 262 144 Гц ( $2^{18}$  Гц) (рис. 4.4, а).

Используются пьезоэлементы среза  $zуб/+5^\circ$ , характеризующиеся большой термочувствительностью ( $T_f^{(1)} = 34,5 \cdot 10^{-6}$ ); характеристика имеет нелинейность (рис. 4.4, б). Малые размеры обеспечивают низкую постоянную во времени (менее 0,5 с).

Второй вариант малогабаритного термодатчика, GT3500 (рис. 4.4, в), представляет объединенные в одном стеклянном корпусе камертонный ТЧР на частоту 256 кГц, генератор и цифровую схему деления частоты на 256. На выходе датчика формируются импульсы 1–3 мкс, 5 В, следующие с частотой около 1 кГц, зависящей от температуры. Применение КМОП-схем позволяет снизить потребление до 5 мкА. Для подключения датчика используется двухпроводная линия связи. Габаритные размеры датчика  $2,3 \times 14$  мм [62].

#### 4.2. ЦИФРОВЫЕ ПРИБОРЫ НА ОСНОВЕ КВАРЦЕВЫХ ТЕРМОДАТЧИКОВ

В простейшем варианте цифровые измерения температуры могут выполняться на базе стандартных частотомеров. Целый ряд тонких экспериментальных исследований, продемонстрировавших высокие точности и большую разрешающую способность кварцевых термометров, были выполнены именно этим методом задолго до создания специализированных промышленных цифровых преобразователей.

В самом общем виде простейший прямопоказывающий цифровой кварцевый термометр представляет собой цифровой частотомер, в котором для обеспечения прямого отсчета температуры время счета импульсов частоты датчика ("ворота") подобрано в соответствии с крутизной его рабочей характеристики. Если при этом нулевой температуре соответствует нулевая частота датчика, а ТЧХ датчика линейна, то никаких дополнительных вычислительных операций для получения отсчета температуры не требуется. Точность отсчета ( $1^\circ\text{C}$ ;  $0,1^\circ\text{C}$ ;  $0,01^\circ\text{C}$  и т.п.) изменяется соответствующим дискретным изменением в 10, 100, 1000 и т.д. раз времени счета.

Формирование временных интервалов счета осуществляется путем деления частоты опорного кварцевого генератора, встроенного в прибор.

На практике, однако, подобная схема не применяется. Обычно рабочую характеристику датчика делают смещенной относительно нуля, чтобы избежать перехода через нулевую частоту во всем температурном диапазоне. Величина смещения в этом случае должна в цифровом виде храниться в дополнительном регистре ЦКТ и вычитаться из текущего значения кода температуры.

Вторая проблема — нелинейность ТЧХ термодатчика. В описанной схеме нелинейность будет прямо проявляться как ошибка. Решение

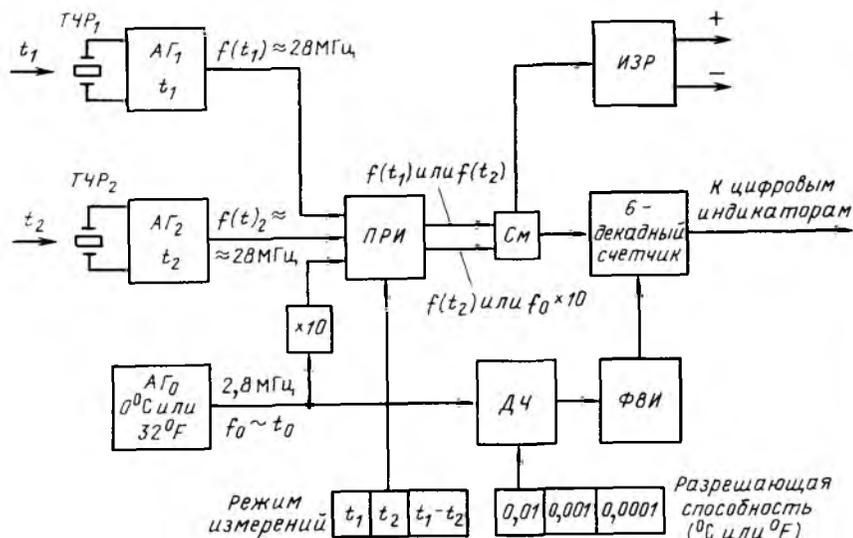


Рис. 4.5. Структурная схема автоматического цифрового прямопоказывающего измерителя фирмы Хьюлетт—Паккард:

$ТЧР_1$ ,  $ТЧР_2$  — термочувствительные резонаторы;  $АГ_1$ ,  $АГ_2$  — измерительные генераторы;  $АГ_0$  — автогенератор опорной частоты 2,8 МГц;  $ПРИ$  — переключатель выбора режима измерений;  $ДЧ$  — делитель частоты;  $ФВИ$  — формирователь временных интервалов;  $См$  — смеситель;  $ИЗР$  — измеритель знака разности температур  $t_{11} - t_{22}$  (при  $t_2 - t_0$ )

лежит в использовании резонаторов с линейной ТЧХ. Такие элементы, как уже отмечалось в § 2.1, были созданы впервые в США, а затем и усовершенствованы в других странах [54, 59, 60]. На основе линейных термодатчиков фирмой Хьюлетт—Паккард в 1965 г. был начат промышленный выпуск высокоточного цифрового термометра, схема которого приведена на рис. 4.5.

Прибор обеспечивает измерение температур  $t_1$  и  $t_2$ , определение их разности  $\Delta t = t_1 - t_2$  и отсчет результатов измерений непосредственно в градусах Цельсия или Фаренгейта. Измерение может производиться с разрешением по температуре  $10^{-2}$ ,  $10^{-3}$  и  $10^{-4}$   $^{\circ}\text{C}$ , что обеспечивается соответствующим увеличением времени измерения от 0,1 с при разрешении  $10^{-2}$   $^{\circ}\text{C}$  до 10 с при разрешении  $10^{-4}$   $^{\circ}\text{C}$ . Если применяется один датчик, то на вход смесителя  $См$  вместо сигнала от второго термодатчика подается частота 28 МГц, сформированная из опорной частоты 2,8 МГц путем ее умножения на 10. Термодатчик и автогенератор размещаются в герметизированном выносном пробнике, выдерживающем давление до 20 МПа, и соединяются с цифровым прибором коаксиальным кабелем длиной до 3 км. Между генератором и термочувствительным резонатором используется полуволновой отрезок

радиочастотного кабеля, обеспечивающий согласование сопротивлений на частоте 28 МГц. Генератор вносит погрешность в измерения температуры не более  $2 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}$  при изменениях окружающей температуры на  $1 \text{ }^\circ\text{C}$  [54].

Вследствие того что основной вид дрейфа датчика — смещение характеристики без изменения ее крутизны, юстировка упрощена — в "тройной" точке воды подстраивается до исходного значения начальная частота на выходе датчика.

Термометр фирмы Хьюлетт—Паккард выполнен на цифровых микросхемах невысокого уровня интеграции и имеет жесткую логику работы, рассчитанную на высокую линейность и идентичность характеристик ТЧР.

Обеспечение требований по линейности и взаимозаменяемости ТЧР увеличивает себестоимость приборов. При этом надо иметь в виду резкое возрастание проблем по мере повышения точностей измерений. Очевидно, что весьма различной ценой обеспечивается идентичность на уровне точностей в 1 и  $0,01 \text{ }^\circ\text{C}$ . Что же касается нелинейности ТЧР, то возможность снизить ее до уровня  $0,01 \text{ }^\circ\text{C}$  вообще проблематична.

Для линеаризации характеристики было предложено много решений. Один из методов — кусочно-линейная аппроксимация характеристики датчика. Существуют и другие варианты. В целом алгоритмы настройки ЦКТ с нелинейными термодатчиками оказываются сложны и требуют значительных затрат времени и аппаратуры.

Исходя из этого представляется технически целесообразным подход к реализации приборов, который, сохраняя требования к высокой чувствительности и временной стабильности датчиков, снижает жесткие требования к нелинейности и идентичности их характеристик. Решение задач линеаризации и обеспечения взаимозаменяемости при этом возлагается на электронный блок вторичного прибора. Естественно, что при этом в схемах должны закладываться дополнительные резервы, обеспечивающие возможность настройки прибора при сопряжении с датчиками как в процессе производства, так и при замене датчиков в ходе эксплуатации.

Один из подходов к решению проблемы предложен авторами [41]. В разработанном цифровом термометре предусмотрена настройка цифрового преобразователя в соответствии с индивидуальными паспортными характеристиками термодатчика. Для этого в комплекте с каждым термочувствительным резонатором поставляется сменный нормализующий модуль, который устанавливается во вторичном приборе. Разработанный прибор ориентирован на применение резонаторов ПЯ-среза с линейной ТЧХ и обеспечивает возможность компенсации разбросов по нулю в пределах  $\pm 500 \text{ Гц}$  ( $f = 5 \text{ МГц}$ ) и крутизны на  $\pm 20 \text{ Гц}/^\circ\text{C}$  (температурный коэффициент равен  $180 \pm 20 \text{ Гц}/^\circ\text{C}$ ). Диапазон измеряемых температур от  $-60$  до  $+120 \text{ }^\circ\text{C}$ . Погрешность измерений в диапазоне  $0-100 \text{ }^\circ\text{C}$  не превышает  $0,05 \text{ }^\circ\text{C}$ .

При времени измерения 10 с обеспечивается разрешающая способность  $10^{-4}$  °С, за 0,1 с – 0,01 °С. Габаритные размеры прибора: 330×160×300 мм<sup>3</sup>.

Разработаны две модификации выносных шупов – с жестким креплением ( $\phi$  15×380 мм) и с гибким креплением ( $\phi$  15×55 мм). Постоянная времени в воде составляет 14 с. В приборе предусмотрены возможности автоматической юстировки и подстройки нуля.

**Примеры цифровых приборов на базе микропроцессоров и мини-ЭВМ.** Принципиально по-иному решаются задачи сопряжения невзаимозаменяемых нелинейных термодатчиков в цифровом термометре модели 2804А фирмы Хьюлетт–Паккард, выполненном на основе микропроцессора. В этом приборе каждый датчик снабжается дополнительным электронным блоком, в котором закодированы все паспортные данные датчика. Зафиксированная информация с достаточной точностью отражает индивидуальную рабочую характеристику, полученную при калибровке датчика на заводе. Электронный блок – паспорт – подсоединяется через разъем к прибору. При замене датчика заменяется и прикладываемый к нему паспорт.

Обработка сигнала с датчика и информации, хранимой в его паспорте, производится процессором и обеспечивает прямой отсчет температуры.

Термометр 2804А рассчитан на измерение температуры в диапазоне  $-80 \div +250$  °С. Прибор комплектуется датчиками, выполненными на основе резонаторов LC-среза частоты 28 МГц с чувствительностью примерно 1 кГц/°С. Используется несколько вариантов включения зонда с резонатором. При расстоянии до прибора менее 3,7 м зонд соединяется с ним согласованным кабелем длиной 3,7 м. При этом для возбуждения резонатора используется генератор, встроенный в прибор. При расстоянии от датчика до прибора от 3,7 до 64 м используется выносной генератор, соединяемый с зондом кабелем 3,7 м и с прибором кабелем до 60 м. При больших расстояниях между генератором и прибором устанавливаются дополнительные линейные ВЧ-усилители, обеспечивающие длину линии связи между датчиком и прибором до 1400 м.

Зонды выпускаются в 12 модификациях и различаются конструкцией кожуха, защищающего резонатор. Длина пенала варьируется от 26 до 486 мм. Варианты конструктивного исполнения предназначены для работы в различных эксплуатационных условиях в воздухе, газах и жидкостях.

В диапазоне температур  $-50 \div +150$  °С точность измерений составляет  $\pm 0,04$  °С, в диапазоне  $+80 \div +250$  °С точность  $\pm 0,075$  °С. Долговременная стабильность  $\pm 0,004$  °С в месяц. Датчик обладает гистерезисом на уровне  $\pm 0,05$  °С при изменениях температуры от  $-80$  до  $+250$  °С,  $\pm 0,02$  °С при изменениях от  $-50$  до  $+150$  °С и  $0,001$  °С при изменениях температуры на 10 °С в любой части диапазона  $-20 \div +120$  °С. В состав-

ве термометра могут одновременно работать два термодатчика, что позволяет измерять и разность температур.

Вывод информации производится на дисплей на 7 знакомест. Предусмотрена возможность выбора величины разрешения (0,01; 0,001; 0,0001 °С). В комплект поставки может входить встраиваемый преобразователь цифрового отсчета в напряжение, позволяющий регистрировать на самописце переходные процессы с разрешением до 0,01 °С.

На переднюю панель прибора выведены переключатели для подстройки нуля показаний. Для проведения периодической подстройки с точностью  $\pm 0,0002$  °С в комплект входит сосуд "тройной" точки воды.

**Многочастотные цифровые приборы.** Проблемы, возникающие при создании аппаратуры на базе ПРД, заметно усложняются при решении задач многоочечных измерений. Если для этих задач применять подход, использованный в цифровом термометре НР 2804А, то возникает ряд препятствий. Наиболее существенные из них — резкое увеличение габаритных размеров из-за значительных объемов индивидуальных вставок — паспортов, содержащих информацию о характеристиках датчиков. Не менее важная проблема — увеличение времени измерения, что связано с низким быстродействием прямого метода измерения частоты. Эти, а также ряд других проблем преодолены в отечественном мультиметре "Электроника МК-1" [42, 43].

Прибор предназначен для работы с частотными пьезорезонансными датчиками либо с частотными датчиками других типов с соответствующими диапазоном изменений частоты и уровнями выходных сигналов. Число измерительных каналов в приборе 16.

В соответствии с задачей, решавшейся при его разработке, полное время измерений по всем 16 каналам не должно было превышать 2 с. При этом разрешающая способность должна составлять по любому из каналов  $10^{-4}$  —  $10^{-6}$  от максимального значения измеряемого параметра. Комбинация этих требований, как показано в § 3.4, делает неприемлемой обработку частотных сигналов методами преобразования с непосредственным отсчетом частоты.

В описываемом мультиметре используется преобразователь частоты в код, реализующий метод с *непосредственным отсчетом периода*. В процессе обработки время преобразования поддерживается постоянным. Преимущества такого алгоритма рассмотрены в § 3.4. Применение ПЧК с отсчетом по периоду обеспечивает требуемые быстродействие и точность для датчиков как с большой (до 100 кГц), так и со сравнительно невысокой (до 5 кГц) полезной девиацией частоты.

Вторая важная особенность мультиметра связана с обеспечением высокой точности измерений при работе с частотными датчиками, обладающими нелинейностью рабочих характеристик и их разбросом от образца к образцу. Эта задача решена благодаря применению энергозависимого запоминающего устройства, в которое с пульта на передней панели прибора вводятся коэффициенты аппроксимации градуирова-

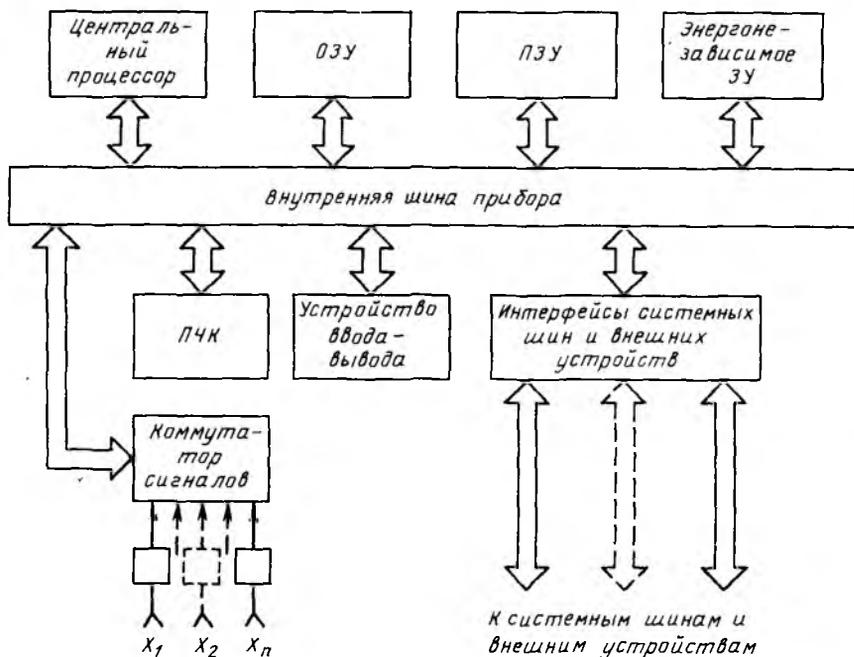


Рис. 4.6. Структурная схема многоканального цифрового мультиметра "Электроника МК-1"

вочных характеристик датчиков. ЗУ обеспечивает хранение коэффициентов аппроксимации по всем измерительным каналам прибора, а также хранение других констант, измеряемых в процессе его эксплуатации. Программирование ЗУ осуществляется в составе прибора, что обеспечивает простоту и удобство изменения коэффициентов и констант при замене датчиков, при коррекции их градуировочных характеристик.

Градуировочные характеристики всех датчиков, входящих в состав мультиметра, с достаточной степенью точности описываются степенным полиномом вида (3.8).

Хранение коэффициентов аппроксимации осуществляется в энергонезависимом ЗУ прибора в виде двоичных чисел с плавающей запятой. Это исключает необходимость в масштабировании и расширяет диапазон используемых чисел, что крайне важно при работе с датчиками, сильно различающимися порядками коэффициентов аппроксимации.

Энергонезависимое ЗУ выполнено на базе БИС оперативных запоминающих устройств КМОП-типа. Сохранение в ОЗУ записанной информации при отключении основного источника питания обеспечивается по-

средством автоматического включения дополнительного автономного источника. В качестве ОЗУ использованы микросхемы КР537 РУЗА (КР537 РУ11А) с информационной емкостью 4096 бит. Хранение информации гарантируется при автономном источнике с потреблением соответственно 1 (10) мкА.

Структурная схема прибора приведена на рис. 4.6. Функциональные блоки прибора связаны между собой через единый канал обмена информацией (внутреннюю шину прибора).

Мультиметр предназначен для измерения температуры атмосферного давления и относительной влажности окружающей среды, а также температуры других технологических сред и материалов при работе в составе АСУ ТП, в различном контрольно-измерительном и испытательном оборудовании, в установках контроля и поддержания микроклимата в производственных, складских и других специальных помещениях. Мультиметры работают совместно с описываемыми в книге кварцевыми измерительными преобразователями температуры ПТКИ-01, ПТКИ-02, ПТКИ-03, давления ПДКИ-03 и влажности ПВКИ-01. Коммутация приборов с преобразователями осуществляется при помощи кабелей длиной до 1 км.

Мультиметр имеет следующие технические характеристики:

Количество измерительных каналов . . . . .	16
Диапазон измерения:	
температуры, °С . . . . .	0 ÷ +50
атмосферного давления, мм рт.ст. . . . .	630–800
влажности, % отн. влажности . . . . .	20–90
Погрешность измерения:	
температуры, °С . . . . .	±0,04
атмосферного давления, мм рт.ст. . . . .	±0,5
влажности, % отн. влажности . . . . .	±2,5
Разрешающая способность каналов измерения:	
температуры, °С . . . . .	±0,001
атмосферного давления, мм рт.ст. . . . .	±0,01
влажности, % отн. влажности . . . . .	±0,1
Длительность одного цикла измерения по 16 измерительным каналам, с . . . . .	2
Габаритные размеры, мм . . . . .	520 × 100 × 430
Масса, кг . . . . .	16
Потребляемая мощность, В · А . . . . .	150

Мультиметры МК-1 могут быть использованы для измерения частоты электрических сигналов в диапазоне от 1 до 100 кГц с погрешностью ± 0,1 Гц и для измерения периода электрических сигналов в диапазоне от 10 до 1000 мкс с погрешностью ± 0,001 мкс, что обеспечивается встроенным опорным генератором 10 МГц.

Связь мультиметра МК-1 с внешними устройствами и системами осуществляется путем установки в мультиметр одного из стандартных системных интерфейсов ЭВМ "Электроника-60М" и размещения в ПЗУ пользователя соответствующей программы обмена информацией.

Системные интерфейсы устанавливаются в одно из свободных посадочных мест каркаса прибора. Вместо них в прибор могут быть установлены два устройства пользователя, конструктивно и электрически совместимые с каркасом и шиной ЭВМ "Электроника-60М".

#### 4.3. ПОДОГРЕВНЫЕ ТЕРМОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ПЬЕЗОРЕЗОНАТОРЫ

Подогревные пьезорезонаторы являются преобразователями, объединяющими конструктивно пьезоэлектрический резонатор и дополнительный электронагреватель (или холодильник), предназначенный для перестройки частоты пьезорезонатора посредством изменения его температуры.

*Подогревные термочувствительные резонаторы, или терморезонансные преобразователи (ТПР),* — устройства, в которых температура резонатора и соответственно его частота зависят от значения подводимой в нагреватель электрической мощности  $P$ , а также от условий отвода тепла с пьезоэлемента. Конструктивно ТПР делятся на преобразователи с прямым и косвенным подогревом.

В ТПР с прямым подогревом один или оба электрода, используемых для возбуждения, могут одновременно выполнять функции нагревателя.

В ТПР с косвенным подогревом электроды и резистивные слои, образующие нагреватель, гальванически разделены. Эти ТПР во многих случаях оказываются предпочтительней, поскольку упрощают построение схем, требующих электрической развязки высокочастотных цепей возбуждения резонатора от цепей управления током нагревателя.

Среди основных требований к материалу подогревных электродов ТПР относятся низкое старение при длительной работе в высокотемпературном режиме и малый температурный коэффициент сопротивления. Чаще других в ИПР используются вольфрам, нихром. Золото и платина применяются сравнительно редко ввиду высокой стоимости, хотя химическая стойкость и стабильность этих материалов весьма высоки.

Ограничимся рассмотрением только применяемых в ПРД высокочастотных термочувствительных резонаторов.

##### а) Режимы работы ТПР

Возможны два режима работы ТПР.

В первом режиме входной параметр преобразуется в пропорциональные изменения мощности  $P_H$ , рассеиваемой в нагревателе. Теплофизические параметры среды для этого случая фиксированы (коэффициент теплоотдачи резонатора  $K_T = \text{const}$ ).

Во втором режиме входной параметр преобразуется в изменения условий теплоотдачи (вариацию коэффициента  $K_T$ ) при постоянной мощности рассеяния.

## б) Характеристики ТПР

Одним из важнейших параметров ТПР является коэффициент использования по мощности  $S_p$ :

$$S_p = \Delta P / \Delta t.$$

Коэффициент  $S_p$  характеризует эффективность преобразования тепловой мощности, выделяемой в нагревателе, в изменения температуры резонатора и в конечном счете в приращения частоты. Через коэффициент  $S_p$  могут быть определены такие параметры, как крутизна преобразования  $\partial f / \partial P$  и порог чувствительности  $\Delta P_{\text{мин}}$  термопреобразователя по мощности:

$$K_{fP} = \frac{\partial f}{\partial P} = \frac{\partial f}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial P} = T_f f \frac{1}{S_p}; \quad (4.7)$$

$$\Delta P_{\text{мин}} = \delta f_{\text{ш}} \frac{\partial P}{\partial f} = \frac{\delta f_{\text{ш}}}{K_{fP}}, \quad (4.8)$$

где  $\delta f_{\text{ш}}$  — нестабильность частоты ("шум") автогенераторного ТПР при  $t = \text{const}$ ,  $P_n = \text{const}$ .

Экспериментально найдено, что для ТПР коэффициент использования мощности лежит в пределах

$$0,5 \text{ мВт/}^\circ\text{C} \leq S_p \leq 10 \text{ мВт/}^\circ\text{C}.$$

Нижняя граница (0,5 мВт/°C) соответствует вакуумированным ТПР, верхняя — ТПР, работающим в воздухе [164, 174]. Для ТПР, выполненного на резонаторе Y-среза ( $T_f^{(1)} = 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ) и работающего на частоте 15 МГц в условиях вакуума, крутизна преобразования  $K_{fP}$  составляет 3 МГц/Вт.

Опыт работы с ТПР показывает, что кратковременные уходы автогенератора с частотой колебаний 10–20 МГц, стабилизированного терморезонатором при постоянной температуре, лежат в пределах  $\delta f_{\text{ш}} \leq \leq 1 \div 10$  Гц. Используя соотношение (4.8), найдем, что для худшей оценки ( $\Delta f = 10$  Гц)  $S_p = 10 \text{ мВт/}^\circ\text{C}$  порог чувствительности по мощности составляет

$$\Delta P_{\text{мин}} = \delta f_{\text{ш}} / K_f = 33 \text{ мкВт}.$$

Таким образом, имеется потенциальная возможность строить на основе ТПР преобразователи с классом точности 0,01 и выше.

### 4.4. ЭЛЕКТРОТЕПЛОВОЙ ВАТТМЕТР

Электротепловой ваттметр, построенный на основе ТПР, предназначен для точных измерений действующего значения мощности и энергии переменного тока в широком диапазоне частот и при произвольной форме кривой [73, 74].

Принцип действия устройства поясняется схемой на рис. 4.7. Входными сигналами усилителей  $СУ$ ,  $ВУ$  являются токи, пропорциональные току  $I_x$  и напряжению  $U_x$ , которые характеризуют мощность в измеряемой цепи. Каждый из ТПР имеет кроме основного вспомогательный нагреватель, который обеспечивает поддержание температуры ТПР постоянной вне зависимости от уровня сигнала, поступающего на основной нагреватель. Термочувствительные резонаторы возбуждаются в генераторах  $АГ_1$  и  $АГ_2$ . Дополнительно в схеме использован высокостабильный генератор  $АГ_0$ , имеющий частоту  $f_0$ . С выхода формирователей  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  во вспомогательные обмотки подаются импульсы тока стандартной амплитуды  $I_0$  и длительности  $\tau_0$ . Частоты следования этих импульсов равны

$$f_{\Delta 1} = f_1 - f_0; \quad (4.9)$$

$$f_{\Delta 2} = f_2 - f_0. \quad (4.10)$$

Если изменяется сигнал  $A + B$ , то вызванные этим вариации температуры  $ТПР_1$  изменяют частоту  $f_1$  таким образом, что суммарная мощность, выделяемая в двух нагревателях этого ТПР, остается на прежнем уровне. Аналогичным образом обеспечивается изотермический режим работы  $ТПР_2$ . Условие постоянства мощностей следующее:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int (A + B)^2 R_H dt + I_0^2 R_H \tau_0 f_{\Delta 1} = \\ & = \frac{1}{T} \int (A - B)^2 R_H dt + I_0^2 R_H \tau_0 f_{\Delta 2} = \text{const}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Поскольку

$$4P_x = \frac{R_H}{T} \int [(A + B)^2 - (A - B)^2] dt,$$

то из (4.11) следует, что

$$P_x = \frac{I_0^2 \tau_0}{4} (f_{\Delta 2} - f_{\Delta 1}) f_x. \quad (4.12)$$

Таким образом, частота  $f_x$  на выходе цепи вычитания частот пропорциональна измеряемой мощности [185].

Повышение точности измерений в схеме на рис. 4.7 обеспечивается тем, что здесь ТПР работают при фиксированных температурах. В этом случае согласование характеристик мощность — частота двух ТПР может быть выполнено с большой точностью.

Один из вариантов конструкции ТПР показан на рис. 4.8. Для обеспечения высокой термочувствительности выбраны пьезоэлементы  $У$ -среза на частоту 20 МГц (основная гармоника) в форме плоского диска;

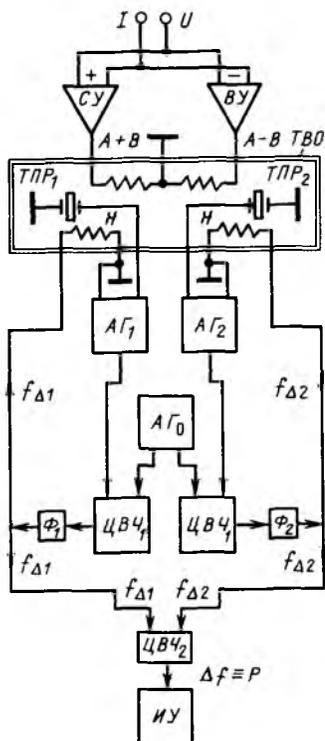
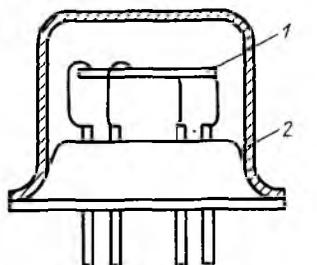


Рис. 4.7. Схема компарирующего ваттметра (изотермический режим):

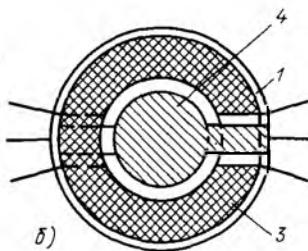
ИУ – измерительное устройство; СУ – суммирующий усилитель; ВУ – вычитающий усилитель; ТПР<sub>1,2</sub> – терморезонансные преобразователи; Н – пленочные нагреватели; ТВО – тепловыравнивающая оболочка; ЦВЧ<sub>1,2</sub> – знакочувствительная цепь вычитания частот; Ф<sub>1</sub>, Ф<sub>2</sub> – формирователи импульсов амплитуды I длительности τ<sub>0</sub>

Рис. 4.8. Конструкция терморезонансного преобразователя:

а – общий вид резонатора; б – пьезоэлемент; 1 – пьезокварцевая пластина; 2 – корпус; 3 – нагреватель; 4 – электрод возбуждения



а)



б)

ТКЧ близок к 18 кГц/°С. Диаметр диска 5 мм позволяет разместить пьезоэлемент в стандартном корпусе ТО-5 с герметизацией лучом лазера. Нагревательные электроды выполнены из нихрома, обладающего малым старением при длительной работе в высокотемпературном режиме, малым температурным коэффициентом сопротивления и высокой химической стойкостью, а также хорошей адгезией к кварцу. Нагреватели имеют подковообразную форму и наносятся на двух поверхностях, что обеспечивает однородность прогрева пьезоэлемента [75].

Температурная нестабильность сопротивления нагревателей составляет 0,02–0,04 % на 1 °С. При комнатной температуре ТПР характеризуется коэффициентом преобразования электрическая мощность – частота, равным 750 Гц/мВт, и позволяет фиксировать изменение мощности на уровне нескольких микроватт. Номинальный ток подогрева ТПР не более 40 мА. Сопротивление нагревателей 100 Ом. Постоянная тепловой инерции близка к 10 с.

В схеме на рис. 4.7 предел по точности ограничен двумя основными факторами: нестабильностью амплитуды  $I_0$  уравнивающих импульсов и возможными неоднородностями температуры по объему тепловыравнивающей оболочки ТВО. Эти факторы приводят к появлению аддитивной погрешности преобразования. При выполнении оболочки в виде термостатированного цилиндра из меди ( $\phi = 20$  мм) погрешность преобразования мощности в частоту может быть снижена до 0,02–0,05 %.

На основе схемы, приведенной на рис. 4.7, разработан цифровой автоматический электротепловой ваттметр, имеющий класс точности 0,2.

#### 4.5. ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫЙ ВАКУУММЕТР

Пьезорезонансный вакуумметр – разновидность манометров теплового типа, в основе работы которых лежит зависимость коэффициента теплопроводности газа от давления. При изменении теплопроводности изменяется температура подогревного термочувствительного элемента (термопары, термистора, пьезорезонатора и т.д.), что вызывает изменение его выходного сигнала. Зависимость теплопроводности газа от давления наиболее существенна в диапазоне давлений 0–1330 Па. Принцип действия ТПР в режиме измерения давления не отличается от принципа действия термопарных вакуумметров. Цепочка преобразований давление – теплопроводность – температура подогревного термодатчика – выходной сигнал остается прежней. Остаются прежними и погрешности, присущие методу измерений вакуума приборами теплового типа, в первую очередь зависимость результатов измерений от температуры и состава газа в контролируемой среде.

Впервые на возможность создания вакуумметров на основе подогревных пьезорезонаторов указал У. Уинг [76]. Экспериментальные и теоретические исследования пьезорезонансных вакуумметров были выполнены в МИФИ. В качестве чувствительных элементов использовались терморезонансные преобразователи, разработанные в ЛПИ Э.А. Кудряшовым.

Конструктивно пьезорезонансный вакуумметр содержит ТПР, защищенный от воздействия окружающей среды кожухом.

Основной характеристикой вакуумметра является зависимость частоты пьезорезонатора от давления  $p$  окружающей среды. Пьезорезонатор возбуждается в генераторе, вынесенном из вакуумной камеры. Ход зависимостей  $f(p)$  определяется мощностью  $P_n$ , рассеиваемой в

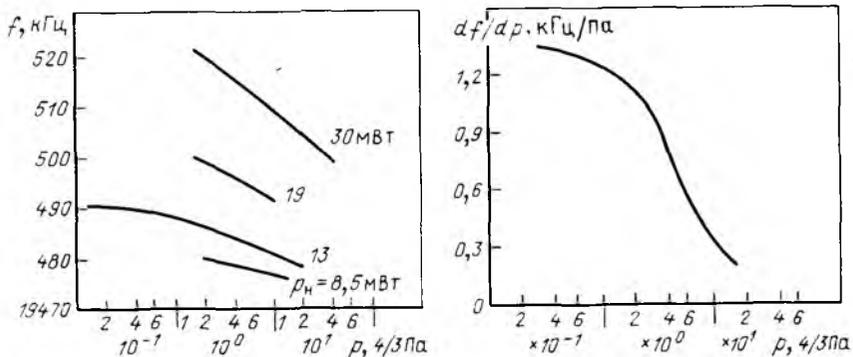


Рис. 4.9. Рабочие характеристики пьезорезонансного вакуумметра при различных уровнях мощности, рассеиваемой в нагревателе

Рис. 4.10. Зависимость чувствительности пьезорезонансного вакуумметра от давления

нагревателе. Крутизна характеристики  $df/dr$  растет с увеличением  $P_H$ , что объясняется увеличением разности температур резонатора и газа (рис. 4.9).

Чувствительность  $df/dr$  пьезорезонансного вакуумметра зависит от давления и, так же как для термпарных манометров, падает с увеличением  $p$  (рис. 4.10). Максимальная чувствительность достигается в области давлений 0,133–0,0133 Па ( $10^{-3}$  –  $10^{-4}$  мм рт.ст.) и при сравнительно невысоких мощностях подогрева ( $P_H = 13$  мВт) составляет 1,35 кГц/Па (180 кГц/мм рт.ст.). Это позволяет зарегистрировать изменение давлений порядка 1,33 мПа ( $10^{-5}$  мм рт.ст.). Мощность  $P_H = 13$  мВт существенно ниже предельно допустимой (примерно 1 Вт) для используемого ТПР, что позволяет повысить чувствительность в области малых давлений по крайней мере еще на порядок.

Инерционность вакуумметра возрастает по мере уменьшения давления, поскольку при этом теплопроводность среды уменьшается. Значительное снижение инерционности может быть достигнуто при реализации схемы с изотермическим режимом работы ТПР.

#### 4.6. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ПОДОГРЕВНЫХ ПЬЕЗОРЕЗОНАТОРОВ

##### а) Пьезорезонансный термоанемометр

Применение термочувствительных пьезорезонаторов для измерения скорости глубоководных течений в океане описано в [77]. Типичные значения скорости потоков на больших глубинах (свыше 1 км) лежат в пределах 1–100 мм/с. Измерение скоростей менее 10 мм/с при помощи механических датчиков скорости практически невозможно. Авто-

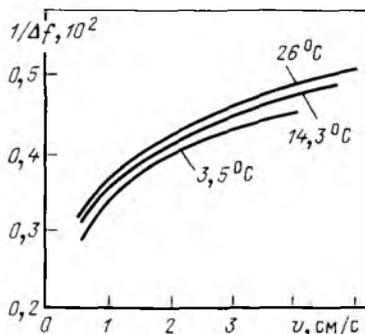


Рис. 4.11. Калибровочная кривая термоанемометра

рами [77] был применен датчик скорости, выполненный на основе двух термочувствительных резонаторов LC-среза, имевших  $TK = 1000 \text{ Гц}/^\circ\text{C}$  ( $f = 28 \text{ МГц}$ ).

Скорость горизонтального потока  $v$  измеряется по разности частот  $\Delta f(v)$  двух резонаторов. Верхний подогревной резонатор изменяет свою температуру и частоту в функции скорости в результате потерь тепла, возрастающих с увеличением скорости. Температура и частота второго резонатора от скорости потока не зависят, и он фактически измеряет среднюю температуру воды. Скорость течения определяется по градуировочной кривой. Для используемой конструкции основным механизмом теплоотдачи, как показывает анализ зависимостей на рис. 4.11, в диапазоне скоростей больших  $1 \text{ мм/с}$  следует считать вынужденную конвекцию. При скоростях ниже  $1 \text{ мм/с}$  начинает влиять теплоотдача путем свободной конвекции.

### б) Пьезорезонансные детекторы теплопроводности

Детекторы теплопроводности различных типов широко используются в аналитической, препаративной и промышленной газовой хроматографии. Работа детектора теплопроводности основана на изменении температуры подогретого термодатчика, расположенного в стационарном потоке, при изменении состава и, как следствие, теплопроводности газа. В [76] предложен детектор, выполненный на двух термочувствительных резонаторах с пленочными нагревателями. Один из резонаторов помещается в камеру, через которую пропускается чистый газ-носитель (гелий), второй резонатор устанавливается в камере, через которую пропускается анализируемая смесь гелия с воздухом.

Обе камеры термостатированы при одинаковой температуре ( $38^\circ\text{C}$ ). Мощности, рассеиваемые в нагревателях, в исходном состоянии выравниваются и составляют около  $1,1 \text{ Вт}$ . Объемный расход носителя равен  $50 \text{ см}^3/\text{мин}$  для каждой камеры.

Переходный процесс при подаче ступеньки входного сигнала длится около  $1,9 \text{ мин}$  (по уровню  $95\%$ ). Уступая классическим детекторам теплопроводности (катарометрам) по быстродействию и габаритным размерам, пьезорезонансные выигрывают по порогу чувствительности.

## **в) Тепловой расходомер**

Для измерения расхода газов в МИЭТ [78] разработан тепловой измеритель расхода "Поток-1", выполненный на основе термочувствительных кварцевых резонаторов.

В проточной камере закрепляется герметизированный ТЧР среза ПЯ на частоту 5 МГц. Нагрев резонатора осуществляется безконтактно с помощью вмонтированных в металлический корпус двух инфракрасных диодов типа АЛ-107. Подводимая к диодам мощность обеспечивает перегрев пьезоэлемента на 15–20 °С относительно температуры газового потока. Датчик выполнен по дифференциальной схеме – второй резонатор, имеющий ту же термочувствительность, обеспечивает устранение влияния изменений температуры газового потока. Разностная выходная частота зависит от сьема тепла с резонатора при изменениях скорости (расхода) газа.

Чувствительность датчика зависит от состава газового потока, каждый газ требует перекалибровки прибора. При работе с аргонном рабочие расходы 50 л/ч обеспечивали изменение выходной частоты до 2 кГц, тепловая постоянная составляла 5–7 с, порог чувствительности близок к 1 % номинального расхода.

## **ГЛАВА 5**

### **ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫЕ ДАТЧИКИ НА ОСНОВЕ ТЕНЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРОВ**

#### **5.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫХ ТЕНЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

В настоящее время на основе пьезорезонансных тензопреобразователей создаются высокоточные приборы для измерения усилий, масс, деформаций, ускорений, вибраций, давлений, расхода, уровня и т.д.

Применяемые в этих устройствах ПР можно разделить на две группы: силочувствительные резонаторы (СЧР) дискретного типа с традиционными для кварцевых ПР конфигурациями пьезовибраторов;

интегральные преобразователи, в которых на пьезокварцевой подложке объединяются несколько локализованных ПР, либо резонаторы интегрируются с дополнительными функциональными элементами датчика.

#### **а) Дискретные силочувствительные резонаторы**

В большинстве случаев это высокочастотные резонаторы с колебаниями сдвига по толщине, выполняемые в форме пластин либо выпуклых линз (табл. 5.1). Обычно используются резонаторы АТ-среза, реже ВТ-среза, а также двухповоротных срезов.

Таблица 5.1

Характеристика	Тип пьезоэлемента		
	Тонкая плоско-параллельная пластина	Толстая оконуренная пластина	Выпуклая линза
Диапазон рабочих частот, МГц	3-100	0,3-5	0,3-10
Толщина пьезоэлемента, мм	0,5-0,1	3-0,5	3-0,3
Поперечные размеры, мм	2-30	2-40	5-40
Допустимые усилия, Н: растяжения	$10^1-10^3$	50-5000	50-5000
сжатия	$10^1-10^3$	50-5000	$5 \cdot 10^2-5 \cdot 10^4$
Крутизна преобразования, Гц/Н	$2 \cdot 10^4$	1-30	0,1-100

Таблица 5.2

Обозначение СЧР, ТУ	Номинальная частота $f_0$ , МГц	Добротность $Q$ , тысяч	Размеры, мм	Коэффициент силовой чувствительности $K_F$ , Гц/г	Максимальная нагрузка $F_{max}$ , Н	Диапазон рабочих температур, °С	Температурный коэффициент силовой чувствительности ТКФ, %/°С
РС-01, аЩО.338.006	10	50	15,4 × 11 × 0,167	1,2	70	-40 ÷ +85	0,02
ЭПК-А, аЩО.338.078	10	80	15,4 × 7 × 0,167	1,7	50	0 ÷ +50	0,01
ЭПК-В, аЩО.338.078	10	80	11,0 × 4 × 0,167	2,5	30	-60 ÷ +125	0,01
ЭПК-Г, аЩО-338.094	5	$10^3$	15 × 10 × 1,7	0,05	2000	-40 ÷ +50	0,01

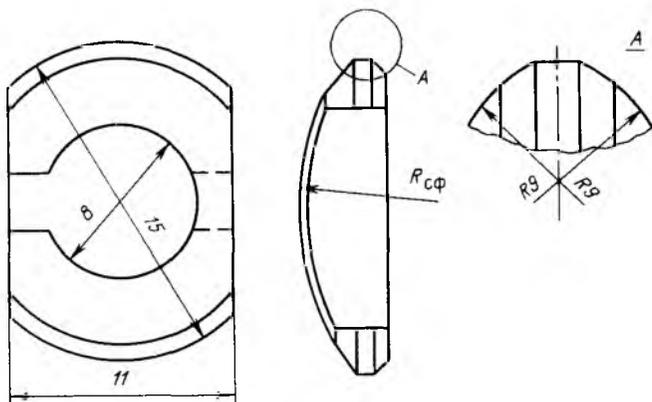


Рис. 5.1. Линзовый силочувствительный резонатор ЭПК-Г

Основная схема нагружения пьезоэлементов предусматривает приложение торцевых усилий растяжения-сжатия в плоскости резонаторов.

Прочность пьезокварца на сжатие в 24 раза превышает прочность на растяжение. Таким образом, создавая предварительное сжатие пьезоэлемента, можно более чем в 10 раз увеличить предельное значение знакопеременной нагрузки на пьезоэлемент и соответственно расширить диапазон изменений его частоты. Подобный способ пригоден при использовании линзовых резонаторов, характеризующихся небольшим отношением диаметра к толщине ( $D/R \approx 5 \div 15$ ) и потому обладающих устойчивостью при сжатии. Для тонких пластин ( $D/h \approx 30 \div 100$ ) допустимые сжимающие нагрузки ограничиваются потерей устойчивости резонатора, и практически для этих элементов допустимые уровни напряжений не должны превышать 60–80 МПа вне зависимости от знака нагрузки.

Пьезоэлементы выполняются в форме круглых, плоских и сферичных дисков, плоскопараллельных пластин, оконтуренных брусков с профилированием фасок. Электроды, как правило, располагаются в центре. Местоположение токоподводов выбирается из соображений удобства закрепления элемента в конструкции датчика.

В СССР выпускается ряд вариантов толщинно-сдвиговых СЧР. Их характеристики приведены в табл. 5.2. Конструкция линзового элемента ЭПК-Г соответствует рис. 5.1. Остальные СЧР имеют форму прямоугольных пластин. Плоскость всех пьезоэлементов совпадает с плоскостью АТ-среза. Ось силовой чувствительности развернута относительно оси Х кристалла на угол, близкий к  $38^\circ$ , что, как показано в § 2.2, обеспечивает близкую к нулю температурную чувствительность коэффициента преобразования.

Для удобства контроля электрических характеристик, хранения и транспортировки силовчувствительные резонаторы поставляются в вакуумированных стеклянных баллонах.

### б) Интегральные преобразователи

Локальный характер колебаний в пьезорезонаторах толщиной-сдвигового типа предоставляет уникальную возможность реализации на их основе тензопреобразователей с повышенным уровнем конструктивной интеграции [25]. В простейшем случае это интеграция в одной прямоугольной или круглой пластине двух или более резонаторов. Более сложные варианты предусматривают модификацию формы пьезоэлементов, создание в них пазов, выступов, углублений, отверстий и т.д. [27, 31].

При этом обеспечивается получение ряда новых полезных свойств, позволяющих улучшить эксплуатационные характеристики датчиков.

Для иллюстрации на рис. 5.2 приведены конструктивные варианты исполнения интегральных преобразователей [1].

Многие из приведенных конструкций содержат два локализованных резонатора в одной пьезопластине. В случае применения дифференциальной схемы повышается идентичность ТЧХ пьезорезонаторов, поскольку практически устраняется основной источник неидентичности ТЧХ — расхождение в ориентациях пьезорезонаторов, неизбежное при реализации датчиков на основе дискретных элементов. Практически использование интегральных динамометрических преобразователей дает выигрыш в термостабильности в 5–10 раз и устраняет необходимость в трудоемкой и не всегда возможной операции подбора идентичных по ТЧХ пар резонаторов дифференциальной схемы. В простейшем варианте (рис. 5.2, а) силовое воздействие подается на один из резонаторов, а второй используется только как элемент термокомпенсации.

В схеме на рис. 5.2, б пьезопластина крепится верхним и нижним горцами к жесткому основанию, а усилие подводится в центр пьезоэлемента, обеспечивая растяжение одного и сжатие другого пьезорезонатора [107]. Модификация этой конструкции, в которой при помощи рычага реализуется эффект усиления, показана на рис. 5.2, в.

В конструкциях рис. 5.2, б, в удвоение чувствительности достигнуто за счет удвоения числа СЧР и их дифференциального включения по отношению к нагрузке.

Такого же увеличения чувствительности можно достичь и в схеме рис. 5.2, г, если приращения частот двух СЧР суммировать, а не прибегать к использованию дифференциальной схемы, производящей вычитание частот. Схема рис. 5.2, г с двухточечной системой нагружения, пожалуй, наиболее простая из двухрезонаторных. Однако при сопоставимой чувствительности она не обладает основным достоинством дифференциальных схем — снижением температурной погрешности нуля.

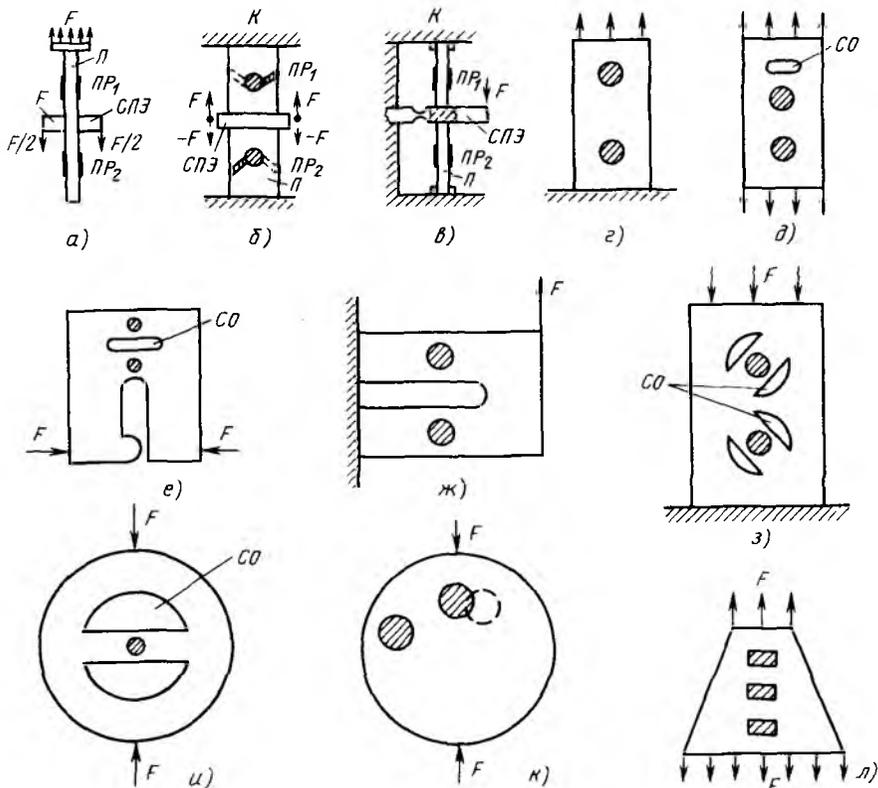


Рис. 5.2. Интегральные тензопреобразователи:

$\Pi$  – пьезопластина;  $\Pi P_1$  и  $\Pi P_2$  – локальные пьезорезонаторы;  $F$  – усилия в плоскости пьезоэлемента;  $CO$  – сквозное отверстие в пластине;  $СПЭ$  – силопередающий элемент;  $K$  – корпус

В схеме на рис. 5.2, д отверстие в пьезоэлементе перераспределяет упругое поле таким образом, что растяжение пластины вызывает преимущественно растяжение нижнего резонатора в направлении действия силы и преимущественно сжатие верхнего резонатора в том же направлении, что обеспечивает эффект дифференциальности.

Варианты дифференциальных преобразователей с трансформацией усилий для простейшего двухточечного нагружения пьезоэлемента показаны на рис. 5.2, е, ж. В схеме на рис. 5.2, е приложение сил растяжения  $F$  вызывает растяжение нижнего и сжатие верхнего резонаторов. Аналогичная ситуация имеет место и в схеме на рис. 5.2, ж. Размещение пьезорезонаторов на ориентированных перемычках (рис. 5.2, з) обеспечивает противоположные знаки деформаций ПР [79, 80].

Как было отмечено в § 2.2, силочувствительность в общем случае зависит от температуры и только при определенных азимутах приложения усилий температурный эффект равен нулю. Этот угол, как было показано, близок к  $\psi = 40^\circ$ . Конструкции преобразователей, приведенных на рис. 5.2, позволяют сделать практически нулевой зависимость силочувствительности дифференциальной схемы от температуры. В схемах на рис. 5.2, *е*, *ж* усилия на оба резонатора подаются коллинеарно, поэтому для устранения влияния температуры на силочувствительность достаточно соответствующим образом сориентировать пластину. Для схемы на рис. 5.2, *з* переключки непараллельны. Однако если одна из них повернута относительно оси *X* на оптимальный угол  $\psi = +40^\circ$ , а другая на угол  $\psi = -40^\circ$ , то для обоих резонаторов влияние температуры на силочувствительность сводится к нулю.

Выступ в нижней части преобразователя рис. 5.2, *е* играет роль ограничителя и обеспечивает защиту преобразователя от разрушений при перегрузках. Следует отметить, что благодаря достижениям в области размерной обработки пьезокварца методами химического и ионного травления размеры элементов конструкции, включая и зазоры ограничителя, могут обеспечиваться с микронной точностью. Это можно с успехом использовать как для снижения невоспроизводимости геометрии преобразователей — основной причины разброса силовой чувствительности, так и для снижения температурной погрешности чувствительности. В конструкции рис. 5.2, *и* обеспечение нулевого ТК силовой чувствительности обеспечивается формированием резонатора на ориентированной переключке. Точки приложения усилий при этом удалены от чувствительной области вибратора, что значительно снижает влияние неустойчивости контактных напряжений в зонах закрепления пьезоэлемента.

Сложнее решается проблема точной взаимной ориентации подводимых усилий, кристаллографических осей и расположения резонаторов в конструкции рис. 5.2, *к*, где используется один СЧР (расположен по силовой оси) и один опорный ПР дифференциальной схемы. Неизбежный для этого варианта разброс ТК силовой чувствительности можно скомпенсировать путем переноса эффективного центра силочувствительного резонатора, например, путем удаления части электрода. Физическая возможность управления ТК силовой чувствительности основывается на неоднородности системы упругих напряжений по пластине. Поскольку ТК масштаба зависит от комбинации главных напряжений в плоскости (см. § 2.2), при перемещениях эффективного центра электрода происходит фактически изменение системы действующих на резонатор напряжений и, как следствие, вариация ТК его масштаба [82].

Дискретная подстройка силовой чувствительности может быть осуществлена в схеме рис. 5.2, *л*, характеризующейся переменным сечением вдоль высоты пластины. При использовании в качестве рабочего верхнего из резонаторов, очевидно, чувствительность, пропорциональная сечению на высоте ПР, максимальна, для нижнего ПР она минимальна.

## 5.2. ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УСИЛИЙ

Работа пьезорезонансных датчиков механических величин основывается на преобразовании измеряемого воздействия в усилия или деформации силочувствительного резонатора и измерениях частоты ПР либо их приращений. Нередко в этих датчиках в цепочку преобразования вводятся дополнительные упругие элементы (УЭ).

Обычно применением УЭ решаются такие задачи, как выбор диапазонов рабочих нагрузок, повышение прочности, снижение поперечной чувствительности и в некоторых случаях улучшение температурной стабильности преобразователя (снижение температурного дрейфа нуля, стабилизация масштабного коэффициента, снижение чувствительности к термоударам).

Вопросы конструирования УЭ не новы и достаточно хорошо проработаны в тензорезистивных, вибрационно-частотных и других датчиках механических величин. Многие из опыта по конструированию УЭ оказываются полезными при создании пьезорезонансных преобразователей усилий. Вместе с тем можно указать ряд специфических моментов, которые присущи ПРД и должны учитываться при их построении.

Прежде всего, следует иметь в виду, что контакт между резонатором и УЭ может осуществляться только в свободных от колебаний областях пьезорезонатора. Для обычно применяемых в комбинации с УЭ высокочастотных пьезорезонаторов-пластин необходимо, чтобы область пьезоэлемента вблизи электродов на расстоянии не менее 10 толщин была свободна и не контактировала с другими элементами конструкции. Это обычно обеспечивается выполнением в УЭ проточек, пазов, отверстий и т.д.

По возможности следует исключать воздействие на пьезоэлемент поперечных, скручивающих и других нагрузок, способных разрушить пьезорезонатор. Упругий элемент должен обеспечивать деформации пластины-резонатора строго в плоскости пьезоэлемента. Рекомендуется избегать появления в пьезоэлементе больших концентраций напряжений, способствующих развитию трещин, дефекторов и являющихся потенциальным источником нарушения работоспособности резонатора. Стабильная работа резонатора обеспечивается только в вакууме или герметизированном объеме, заполненном инертным газом (гелием). В тех случаях, когда жестких требований к долговременному дрейфу частоты не предъявляется, допускается работа резонатора в герметизированном объеме, заполненном осушенным и очищенным воздухом.

### **а) Особенности монтажа пьезорезонаторов в преобразователях усилий**

Точностные возможности датчиков механических величин в существенной мере ограничиваются значениями упругого гистерезиса и ползучести, которые порождаются неидеальностью упругих свойств элементов конструкций и соединительных звеньев между ними.

Пьезокристаллический кварц — один из наиболее совершенных материалов. Практически он может считаться *безгистерезисным, не имеющим пластичности и сохраняющим упругие свойства вплоть до нагрузок, близких к разрушающим*. Таким образом, реализация пьезокварцевого датчика в виде монолитной конструкции позволила бы исключить гистерезис из числа факторов, снижающих точность измерений. Это утверждение подтверждается практическими разработками — в датчике гидростатического давления фирмы Хьюлетт—Паккард реализация чувствительного элемента в монолитном исполнении обеспечила чрезвычайно низкий уровень гистерезиса —  $10^{-6} \div 10^{-7}$  от верхнего предела измерений [95].

Опыт построения датчиков механических величин других типов также свидетельствует, что *повышение уровня конструктивной интеграции функциональных элементов датчика является наиболее эффективным путем повышения точностных показателей приборов* [25].

Основная трудность создания монолитных чувствительных элементов определяется технологическими моментами. Здесь уместно вспомнить, что при традиционной технологии изготовления пьезоэлементов для приборов стабилизации частоты обычно применяется механическая обработка открытых поверхностей ориентированных кристаллических заготовок, обеспечивающая заданную толщину, плоскопараллельность, качество шлифовки (полировки). В то же время для изготовления монолитных узлов механических датчиков, как правило, требуется формообразование кварцевых деталей существенно более сложных профилей. Поскольку пьезокварц — плохо обрабатываемый материал, имеются большие трудности точной размерной обработки кристаллических деталей традиционными и механическими способами.

В этой связи значительная часть механических ПРД выполняется на основе соединения деталей дискретных кристаллических элементов; при этом соединительные звенья являются основным источником нестабильности и гистерезиса датчиков.

Основные способы включения дискретных силочувствительных резонаторов в кинематическую цепочку датчика показаны на рис. 5.3. Применяются два основных варианта — неразъемные соединения с помощью клеев, пайки, стеклоспаев, диффузии и т.д. и разъемные, предусматривающие фиксацию пьезорезонатора в конструкции путем его предварительного поджатия. Неразъемные соединения используются в основном для плоских пьезоэлементов с толщиной до 0,5–1 мм. Фиксация поджатием чаще применяется для элементов толщиной свыше 1 мм.

Основными требованиями к соединениям являются: минимум внешних погрешностей при механических измерениях во всех условиях эксплуатации и хранения датчиков, включая длительное сохранение стабильности градуировочной характеристики датчика; минимум гистерезиса и ползучести под нагрузками; постоянство упругих свойств в диапазоне рабочих температур и др.

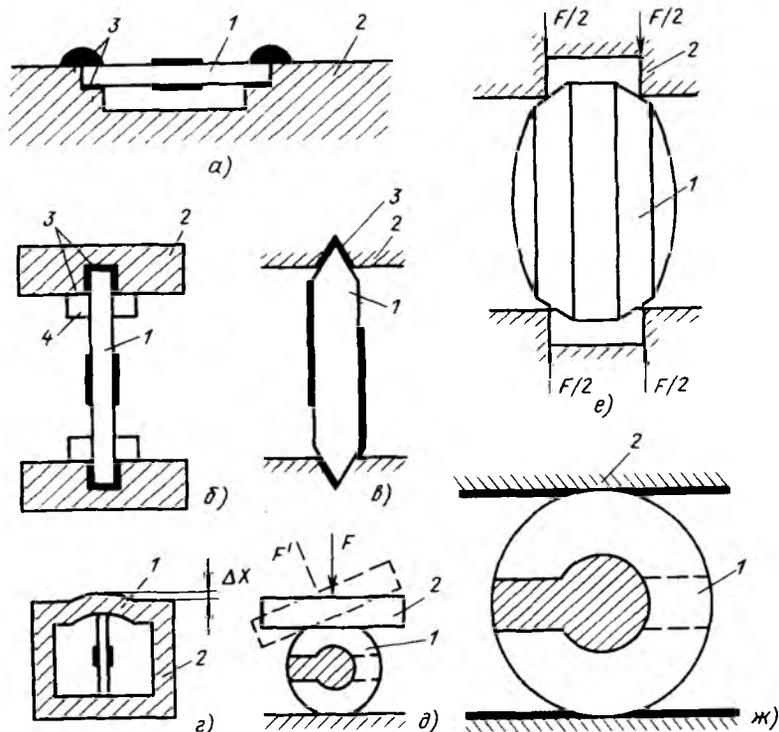


Рис. 5.3. Схемы включения силочувствительных резонаторов :

а, б, в – неразъемные соединения; г, д, е, ж – с фиксацией предварительным поджатием; 1 – пьезорезонатор; 2 – силопередающий упругий элемент; 3 – соединительный слой; 4 – фиксирующие прокладки

Среди применяемых соединений наиболее распространенными остаются *клеевые*. На их основе могут реализовываться датчики механических величин с гистерезисом на уровне 0,1–0,2 % верхнего предела измеряемой величины. В отдельных случаях этот показатель может быть снижен до 0,05 %. Достоинством клеев являются сравнительно невысокие температуры соединений, определяющие небольшие остаточные деформации. К недостаткам клеев следует отнести прежде всего их низкую технологичность, проблемы автоматизации сборочного процесса при серийном производстве, трудности получения тонких соединительных слоев. При наличии постоянных нагрузок клеевым соединениям присуща значительная ползучесть, затрудняющая реализацию датчиков с временным дрейфом менее 1–2 % за год.

Несколько лучшими параметрами обладают соединения *пайкой*, требующие предварительного нанесения на соединяемые поверхности

тонких слоев металлов. Гистерезис и ползучесть паяных соединений хотя и меньше, чем клеевых, однако остаются высокими, что связано с низкими допустимыми для кварца температурами соединений и сравнительно большими толщинами соединительных слоев. Нельзя сбрасывать со счетов и газоотделение при пайке, вызывающее дополнительное старение резонаторов.

В последние годы все большее распространение получают соединения кварцевых элементов с помощью *стеклоспаев*. В качестве соединительных материалов используются стеклоцементы, легкоплавкие стекла и др. Главное достоинство стеклосоединений — практически ничтожный уровень вносимого гистерезиса и ползучести благодаря совершенству упругих свойств. Соединения стеклоспаями технологичны. Как показывает накопленный при производстве электронных приборов опыт, процессы соединения стеклом поддаются механизации и приемлемы для массового производства.

Однако массовому использованию стеклосоединений в ПРД препятствует ряд проблем. Температуры плавления стекол близки к 400—450 °С. Уровень остаточных напряжений после сборки может составлять от 10 до 60 % от предельно допустимых. Это связано с различием температурных коэффициентов расширения стеклоспая и пьезокварца. Принципиальным препятствием для полного согласования ТКР во всем температурном диапазоне при сборке и эксплуатации является значительная анизотропия кварца. Остаточные напряжения снижают запас прочности конструкций. Кроме того, их релаксация является источником дрейфа нуля датчиков.

Высокотемпературные режимы требуют тщательной отработки технологических процессов, обеспечивающих сохраняемость электродов пьезорезонатора на операциях сборки.

*Эвтектики* характеризуются несколько меньшими температурами соединений по сравнению со стеклоспаями. В частности [173], при использовании в кварцевых датчиках эвтектики золото—олово температура соединения составляет 250 °С. Толщина эвтектических слоев может быть снижена до 0,1—5 мкм. Обеспечивается герметичность соединения. Прочность соединения заметно меньше, чем у стеклоспаев.

*Диффузионные* соединения формируются путем осаждения на соединяемые детали пленок металлов и приложением давления при повышенных температурах. С учетом сравнительно низких предельных температур пьезокварца применяются соединения через Al. Малая толщина и высокая прочность диффузионных соединений позволяют создавать на их основе конструкции датчиков с ничтожно малым уровнем гистерезиса.

На сегодня наиболее перспективными с точки зрения повышения точностных возможностей механических ПРД, по-видимому, следует считать соединения стеклоспаями, эвтектикой и диффузией.

Таблица 5.3

Тип соединения	Толщина соединительных слоев, мкм	Температура соединения, °С	Прочность соединения, кг/см <sup>2</sup>	Максимальные рабочие температуры, °С	Гистерезис, % максимальной нагрузки
Клей	10–100	50–200	100–500	85–250	0,1–0,5
Пайка	50–400	150–530	100–200	150–500	0,05–0,5
Стеклоспаи	20–200	350–500	300–400	300–500	0,02
Эвтектики	0,2–5	250–500	100–200	250–500	0,05
Диффузионные	0,4–10	350–520	200–400	400–550	0,02

Характеристики основных типов соединительных материалов приведены в табл. 5.3.

В конструкциях с поджатием предварительный натяг создается за счет использования пружин различных типов, обеспечивающих требуемый уровень сжатия резонатора. Однако это усложняет конструкцию, снижает ее устойчивость при воздействиях вибраций, вносит дополнительное старение.

Более оправдано поджатие ПР в упругом элементе, обладающем достаточной жесткостью  $k_{ж}$ . Если расстояние между точками крепления в таком элементе делается меньше размера пьезоэлемента на  $\Delta x$ , то после установки пьезоэлемента он оказывается поджатым усилием  $F_{п} = k_{ж} \Delta x$ . Поджатие, естественно, должно выбираться достаточным для стабильного контакта УЭ и СЧР, и, с другой стороны, должно быть существенно меньше предельно допустимых нагрузок на ПР, поскольку измеряемые воздействия могут иметь тот же знак, что и поджимающие (рис. 5.3, з).

Контакт между УЭ и СЧР по плоским торцам (рис. 5.3, д) требует высокой плоскопараллельности контактных поверхностей.

При точечной схеме нагружения выполнение контактной области в виде сферы позволяет исключить сколы на пьезоэлементе при больших сжимающих напряжениях. Однако образование сферы небольшого радиуса на торце линзового ПР нетехнологично. Поэтому в резонаторе типа ЭПК-Г (см. § 5.1) на торце формируются две поверхности, как показано на рис. 5.1, обеспечивающие в контакте с пазом в УЭ сохранение объемного напряженного состояния. При точечном контакте существенную роль играет сминаемость материала УЭ. Из-за пластичности металла с течением времени площадь контакта постепенно увеличивается, что приводит к изменению напряжений в активной области пьезоэлемента и в конечном счете к вариации чувствительности датчика. Для устранения этого эффекта требуется упрочнение контактной зоны УЭ, например, закалкой; дает результат и предварительное обмятие УЭ нагрузкой, значительно большей рабочей. Стабилизация площади

контакта достигается и применением двухслойных контактных площадок (рис. 5.3, ж). В этом случае наружный тонкий слой выполняется из мягкого металла, а внутренний — из металла с высокой твердостью. Предварительным обжатием в мягком слое формируется ложе для ПР, стабилизирующее контактную зону [84].

Если резонатор включается параллельно УЭ большой жесткости, особо важное значение должно придаваться свойствам материала, соединяющего детали. Фактически соединительный слой в этом случае является звеном, передающим деформации УЭ на СЧР. В идеале эти деформации должны передаваться без искажений, чему соответствует бесконечная жесткость (нулевая толщина) соединительного слоя. На практике эти деформации составляют единицы—десятки микрон, и деформации соединительного слоя оказываются сопоставимыми с ними. В этой ситуации соединение должно быть минимальным по толщине, безгистерезисным и сохранять свои упругие характеристики во всех условиях эксплуатации, в первую очередь при изменениях температуры. Как уже отмечалось, с этих позиций более предпочтительны не клеевые соединения, а диффузионные и стеклоспаи.

**Разновидности преобразователей усилий.** Можно выделить две группы пьезорезонансных преобразователей усилий в частоту:

*динамометрические преобразователи*, в которых полезные усилия  $F_p$ , приводимые на резонатор, меньше усилий, подаваемых на преобразователь  $F_{II}$  ( $F_p \leq F_{II}$ );

*преобразователи малых усилий*, для которых  $F_p > F_{II}$ .

## **б) Конструкции динамометрических преобразователей**

Основные разновидности конструкций динамометрических преобразователей с УЭ приведены на рис. 5.4. Простейшая конструкция (рис. 5.4, а) содержит одинарный пьезорезонатор, включенный параллельно УЭ.

В схеме преобразователя дифференциального типа (рис. 5.4, б) сжатие УЭ приводит к деформациям двух идентичных резонаторов с противоположными знаками, в результате чего изменяется их разностная частота.

В схемах с УЭ предельно допустимые усилия возрастают по сравнению со схемой без УЭ пропорционально отношению продольных жесткостей УЭ и резонатора. При использовании УЭ диапазон измеряемых усилий может быть изменен в сторону увеличения номинальных нагрузок в 10–1000 раз. Выбор требуемого предела измерений может достигаться как изменением габаритных размеров УЭ, так и ослаблением продольной жесткости конструкции при помощи отверстий, пазов и т.д. Вариант силоизмерителя подобного типа приведен на рис. 5.4, в.

Упругие элементы используются для защиты резонатора-пластины от разрушения боковыми нагрузками без изменения масштабного

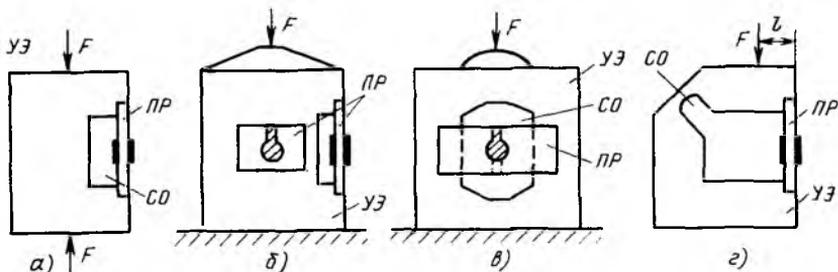


Рис. 5.4. Конструкции пьезорезонансных динамометрических преобразователей:  
 ПР – пьезорезонатор; УЭ – упругий элемент; СО – сквозное отверстие

коэффициента преобразования. Так, в схеме на рис. 5.4, г продольная жесткость УЭ мала по сравнению с продольной жесткостью пьезорезонатора, поэтому крутизна преобразования силы в частоту практически равна силовой чувствительности пьезорезонатора, если усилие  $F$  лежит в плоскости резонатора ( $l = 0$ ). В то же время большая поперечная жесткость упругого элемента повышает устойчивость резонатора при боковых воздействиях, снижая одновременно поперечную чувствительность датчика.

Применение упругого элемента оказывается иногда полезным в плане подстройки крутизны преобразования датчика. В частности, в схеме на рис. 5.4, г с увеличением расстояния  $l$  крутизна преобразования монотонно уменьшается. Таким образом, выбирая точку приложения усилий, можно обеспечить требуемую крутизну преобразования.

### в) Термостабильность силовчувствительных элементов

Различие температурных коэффициентов линейного расширения пьезорезонатора и упругого элемента порождает температурные напряжения в пьезоэлементе и дополнительные уходы его частоты. Оценим этот эффект. Если разность температурных коэффициентов равна  $\Delta\alpha$ , то термонапряжение  $\sigma_t$  в пьезорезонаторе-пластине для схемы на рис. 5.4, а определяется как

$$\sigma_t = c_{\text{КВ}} \Delta\alpha \Delta t, \quad (5.1)$$

где  $c_{\text{КВ}}$  – упругий модуль в направлении длины пьезоэлемента.

В соответствии с (2.23) относительные уходы частоты, вызванные термонапряжениями, определяются как

$$\frac{\Delta f}{f} \Big|_t = K_{\sigma} \sigma_t = K_{\sigma} c_{\text{КВ}} \Delta\alpha \Delta t, \quad (5.2)$$

отсюда поправка к ТКЧ первого порядка резонатора

$$\delta T_f^{(1)} = \frac{\Delta f}{f} \bigg|_t \frac{1}{\Delta t} = K_{\sigma} c_{\text{кв}} \Delta \alpha. \quad (5.3)$$

В первом приближении для термостабильной ориентации  $\psi = 40^\circ$  резонатора АТ-среза

$$c_{\text{кв}} \approx 10^{11} \text{ Н/м}^2; \quad K_{\sigma} = 2,2 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н},$$

отсюда

$$\delta T_f^{(1)} \approx 2,2 \Delta \alpha. \quad (5.4)$$

Таким образом, поправка к ТКЧ первого порядка близка по значению разности ТК. Для большинства материалов коэффициенты линейного расширения лежат в пределах  $(5-30) \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{С}$ . Поэтому согласование ТК линейного расширения с погрешностью примерно  $10^{-6} - 10^{-7} \text{ 1/}^\circ\text{С}$ , как показывает практика, в общем случае оказывается весьма сложной задачей. Задача особенно усложняется, когда требуется согласование ТК в широком диапазоне температур, поскольку для большинства материалов (в том числе и пьезокварца) эффект температурного расширения нелинеен и ТК сами зависят от температуры.

Из (5.4) следует, что присоединение резонатора к УЭ приводит к повороту ТЧХ подобно тому, как это происходит при коррекции угла среза (см. рис. 2.3, а).

Следует отметить, что упругие свойства и ТК металлов и сплавов имеют из-за несовершенства технологии заметный разброс от партии к партии. Это усложняет обеспечение температурной стабильности пьезорезонансных динамометрических преобразователей.

Не столь критичны к ТК линейного расширения дифференциальные ПРД, так как ТЧХ пьезорезонаторов изменяются в результате взаимодействия с УЭ примерно идентично.

В общем случае ТЧХ резонаторов варьируется не только в результате присоединений к упругому элементу. Тот же эффект наблюдается при подклеивании или подпайке к резонатору держателей.

При большом значении  $\Delta \alpha$  термодформации могут привести к разрушению резонатора. Зависимость между термодформациями пьезоэлемента и температурой подчиняется соотношению

$$S = \Delta l/l = \Delta \alpha \Delta t. \quad (5.5)$$

Для пьезокварца предельно допустимый уровень деформаций составляет  $[S] = 10^{-3}$ , откуда следует, что уже при  $\Delta \alpha = 10^{-5} \text{ 1/}^\circ\text{С}$  изменения температуры на  $100^\circ\text{С}$  могут вывести резонатор из строя. *Проблема согласования ТК отпадает, если упругий элемент, так же как и резонатор, выполняется из пьезокварца и ориентация УЭ идентична ориентации резонатора.*

### в) Преобразователи малых усилий

Коэффициент преобразования сила — частота высокочастотных пьезорезонаторов не превышает при работе на основном оберitone сотен Гц/Н. В ряде случаев такая крутизна недостаточна для обеспечения требуемой точности измерений.

Возбуждение резонатора на высоких обертонах позволяет увеличить крутизну характеристики  $f(F)$  пропорционально номеру обертона, но не изменяет максимально допустимые относительные изменения частоты и, следовательно, не ведет к уменьшению погрешности нуля преобразователя. Для снижения этой погрешности необходимо, чтобы максимальная нагрузка создавала в пьезорезонаторах напряжения, близкие к предельно допустимым.

Для построения датчиков на входные усилия, меньшие, чем допускает пьезорезонатор ( $K_{\text{тр}} \geq 1$ ), используются схемы, приведенные на рис. 5.5.

Передача воздействий на ПР с коэффициентом, большим единицы, осуществляется с помощью механических трансформаторов.

В схеме на рис. 5.5, а эффект усиления достигается использованием рычага. Коэффициент трансформации  $K_{\text{тр}}$  входного усилия  $F$  в усилие, прикладываемое к пьезоэлементу, определяется соотношением плеч

$$K_{\text{тр}} = F_p / F = l / l_p \quad (5.6)$$

и может варьироваться в весьма широких пределах.

Для схемы на рис. 5.5, б

$$F_p = F / \sin \gamma \quad (5.7)$$

и при малых углах  $\gamma$  (примерно  $5^\circ$ ) коэффициент трансформации достигает 10.

Большое распространение получила так называемая рамная конструкция, приведенная на рис. 5.5, в [81]. Работа этого преобразователя основана на том, что при чистом изгибе балки ее верхние волокна претерпевают деформации растяжения, а нижние — равные по значению деформации сжатия. Если датчик силы в схеме на рис. 5.5, в обладает ничтожно малой поперечной жесткостью, то в конструкции реализуется режим, близкий к чистому изгибу, вследствие чего в процессе нагружения резонаторы обеспечивают равные по абсолютному значению и противоположные по знаку приращения частоты. Можно показать<sup>1</sup>, что для рассматриваемой схемы коэффициент трансформации  $K_{\text{тр}}$ , определяемый как отношение усилия растяжения (сжатия) одного из резонаторов ко входному усилию, определяется соотношением

$$K_{\text{тр}} = \frac{3}{2} \frac{H_0}{h^2 + 3l_0^2} \quad (5.8)$$

<sup>1</sup> Анализ выполнен М.В. Волковым.

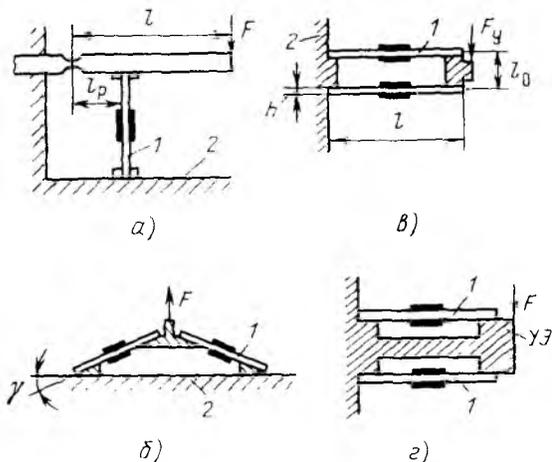


Рис. 5.5. Способы повышения крутизны преобразования усилий в частоту:  
1 – пьезорезонатор; 2 – основание

При условии  $h \ll l_0$  соотношение упрощается:

$$K_{\text{тр}} = \frac{1}{2} \frac{l}{l_0} \quad (5.8a)$$

Отсюда следует, что схема легко обеспечивает эффект усиления в 30–100 раз.

Эффект усиления достигается за счет снижения жесткости конструкции. Зависимость между значениями усилия и вызываемого им прогиба  $y$  точки приложения усилия имеет вид

$$y = -\frac{F}{2} \frac{l^2}{Ebh^3} \left[ \frac{(4h^2 + 3l_0^2)l}{h^2 + 3l_0^2} \right], \quad (5.9)$$

где  $b$  – ширина пьезорезонатора.

Жесткость конструкции в направлении действия силы  $F$

$$c_y = \frac{F}{y} = \frac{2Ebh^3(h^2 + 3l_0^2)}{[4h^2 + 3l_0^2]l^3} \quad (5.10)$$

Недостатком схемы на рис. 5.5, в является ее сравнительно малая прочность. Устранение этого недостатка без существенного снижения чувствительности обеспечивается в схеме, приведенной на рис. 5.5, г, где в зазор между резонаторами вводится упругий элемент УЭ, имею-

щий малую жесткость вдоль рабочей оси и большую, защищающую резонаторы от действия поперечных нагрузок, жесткость в других направлениях.

#### д) Пьезорезонансные однокомпонентные аэродинамические весы

Устройство предназначено для определения сил, действующих на модели в вакуумных аэродинамических трубах. Рабочие усилия на модели обычно невелики и находятся, как правило, в диапазоне от  $10^{-4}$  до нескольких ньютонов. Высокая чувствительность и помехоустойчивость пьезорезонансных датчиков позволяют успешно проводить эти измерения [92].

Весы, схематично показанные на рис. 5.6, состоят из следующих узлов: упругого элемента 1, стойки 2, которая оканчивается цилиндрической муфтой для установки в ней держателя 3 с моделью 4. Весы помещены в корпус 5 с подвижным обтекателем 6 на верхнем конце и установлены на поворотном механизме (на рисунке не показан), служащем для изменения углов атаки модели относительно направления набегающего газового потока. Основная рабочая деталь весов – упругий элемент – представляет собой стержень круглого сечения диаметром 12 мм с утоньшением в виде прямоугольной пластины (материал – легированная сталь 1Х18Н9Т с модулем упругости  $E = 2,1 \cdot 10^{11}$  Н/м<sup>2</sup>). Пьезорезонаторы  $ПР_1$  и  $ПР_2$  установлены на посадочные площадки, имеющиеся на упругом элементе, и зафиксированы на них эпоксидным клеем. Пьезорезонаторы подключены к автогенератору, на выходе которого формируется сигнал их разностной частоты  $\Delta f_0$ . Для питания генератора используется автономный источник питания. Все функциональные узлы весов, за исключением частотомера, находятся в одном переносном блоке массой 3 кг, причем 2,5 кг составляет масса поворотного механизма. В весах использованы резонаторы типа ЭПК-В.

Измерение силы, действующей на модель, сводится к определению  $\Delta f_0$  и  $\Delta f_0 + \Delta f(F)$ . Сначала модель поворотным механизмом устанавливается на требуемый угол атаки и регистрируется значение  $\Delta f_0$ , после чего подается газовый поток и фиксируется значение  $\Delta f_0 + \Delta f(F)$ .

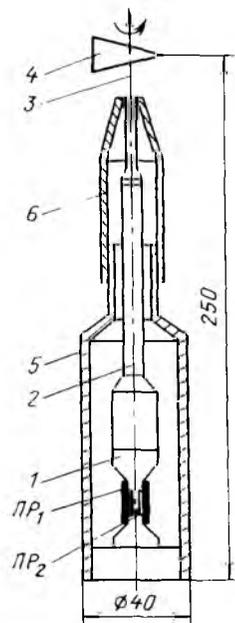


Рис. 5.6. Пьезорезонансные однокомпонентные аэродинамические весы

Зная  $\Delta f(F)$  и чувствительность весов  $K_F$ , определяют силу  $F = \Delta f(F)/K_F$ .

Экспериментально установлено, что чувствительность весов  $K_F = 6 \cdot 10^4$  Гц/Н и постоянна во времени, а также практически не зависит от давления  $p = 10^{-2} \div 10^4$  Па и температуры  $T = 280 \div 340$  К. Диапазон измерения весов составляет  $\pm (10^{-4} \div 10^{-1})$  Н с абсолютной погрешностью  $\pm 5 \cdot 10^{-5}$  Н.

### е) Многокомпонентные аэродинамические весы

Для шестикомпонентных аэродинамических измерений (три компонента усилий  $F_x$ ,  $F_y$  и  $F_z$  и три компонента моментов  $M_x$ ,  $M_y$ ,  $M_z$ ) используется комбинация из двух преобразователей, каждый из которых позволяет определить два компонента усилий и один компонент момента ( $F_x$ ,  $F_y$ ,  $M_z$ ) и ( $F_y$ ,  $F_z$  и  $M_x$ ) [93]. Зная пять компонентов, можно вычислить и шестой, используя соотношение

$$M_x F_x + M_y F_y + M_z F_z = 0. \quad (5.11)$$

Применение пьезорезонансных силовых чувствительных элементов позволяет создавать *динамометры*, обеспечивающие измерение быстроизменяющихся усилий. Это следует из того факта, что жесткость упругого элемента такого динамометра  $K_d$  в основном определяет собственную частоту  $f_c$  системы, которая образована объектом, создающим измеряемое усилие  $F$ , и указанным динамометром [1].

### ж) Преобразователи усилий на основе двоянных камертонов [85–90, 91]

Среди рассмотренных в гл. 2 преобразователей усилий с изгибными низкочастотными резонаторами особый практический интерес представляют две разновидности: преобразователи на основе вибраторов-пластин, объединенных с акустическими фильтрами-пробками, и преобразователи на основе вибраторов в форме двоянных камертонов. Первый тип ЧЭ более 10 лет применяется в датчиках давления компании Паросайентифик (см. § 2.2). Второй – двоянные камертоны – начал интенсивно разрабатываться в середине 80-х годов благодаря успехам в развитии химических методов размерной обработки пьезокварца. В конструктивном отношении планарные силовых чувствительные элементы камертонного типа существенно проще изгибных резонаторов с акустическими фильтрами-пробками. Планарная технология плоских камертонных вибраторов открывает путь к массовому производству ЧЭ, сочетающих малые габаритные размеры, высокие точности преобразования, воспроизводимость по параметрам и невысокую стоимость. По-видимому, прогресс ближайшего будущего в области пьезорезонансных датчиков механических величин будет в существенной мере базироваться на применении планарных камертонных элементов.

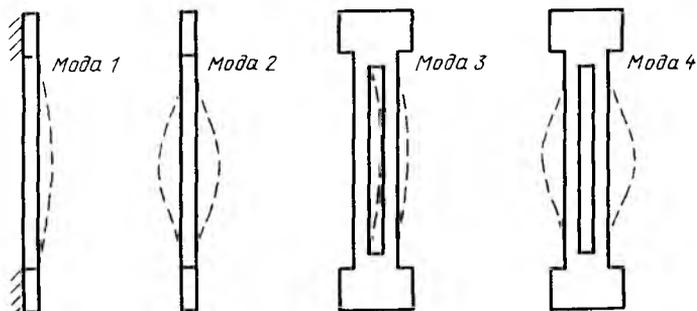


Рис. 5.7. Моды колебаний СККР

Конструкция планарного сдвоенного кварцевого камертонного резонатора (СККР) приведена на рис. 2.15. В общем случае в элементе может возбуждаться ряд колебаний в плоскости камертона, отличающихся количеством узлов колебаний вдоль зубцов (ножек) камертона и фазировкой взаимных смещений зубцов (в фазе либо противофазе). Существует возможность возбуждения колебаний и в направлении, нормальном толщине (рис. 5.7). На практике в качестве рабочей используется основная мода колебаний с противофазным смещением зубцов камертона в плоскости пластины с узловыми точками на концах зубцов. Конфигурация электродов, позволяющая возбуждать эти колебания, приведена на рис. 2.15, д.

Пьезоэлементы имеют ориентацию  $z \text{ у } \theta$ ;  $\theta \approx 2^\circ$ . Длина зубцов почти совпадает с осью  $Y$ , а ширина — с осью  $X$ . Как указывалось выше (см. § 2.2), частота СККР меняется в функции силы  $F$ , действующей вдоль длины резонатора, как

$$f = f_0 (1 + K_{F1} F + K_{F2} F^2 + \dots), \quad (5.12)$$

где силовочастотный коэффициент первого порядка примерно равен

$$K_{F1} = h_m \frac{l^2 S}{b^3 t}, \quad (5.13)$$

а  $S$  — упругая податливость;  $l$  — длина;  $t$  — толщина;  $b$  — ширина зубца;  $\rho$  — плотность. Коэффициент  $h_m$  для основной, первой и второй мод равен соответственно 0,0735, 0,036 и 0,022.

Экспериментальные исследования обнаруживают хорошее совпадение с теорией и показывают, что силовая чувствительность растет как квадрат длины и падает обратно пропорционально толщине и кубу ширины зубцов. Максимальная полезная девиация частоты может достигать 10% и определяется прочностью элемента на разрыв либо допустимой сжимающей силой, при которой элемент остается устойчивым. Этой девиацией

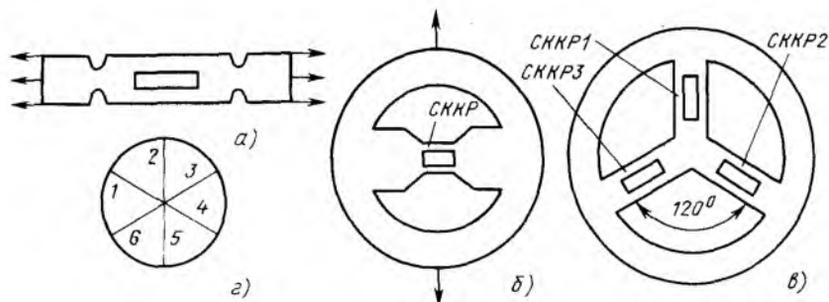


Рис. 5.8. Разновидности преобразователей усилий на основе сдвоенных камертонных ПР

ции соответствуют напряжения в зубах примерно  $3 \text{ кг/мм}^2$ . При этом в соответствии с (5.12) нелинейность рабочей характеристики составляет 10%.

Применение СККР в преобразователях усилий требует преодоления двух специфических проблем. Одна из них — потеря добротности перестраиваемого СККР при неидентичном силовом нагружении двух зубцов. В случае асимметрии нагрузки зубцы под действием создаваемых в них напряжений по-разному изменяют свои резонансные частоты и перестают колебаться синфазно, в результате чего резко падает добротность и резонансные колебания СККР в целом могут потерять стабильность либо сорваться.

Другая проблема связана с наличием нескольких конкурирующих мод колебаний в вибраторе. Каждая из них характеризуется собственной силовой чувствительностью. В общем случае при некоторых критических нагрузках частоты оказываются близкими настолько, что происходят перескоки частоты, провалы активности и т.п. [87, 88].

Это требует тщательного расчета частото задающих размеров колебательной системы, исключающего возможность подобного пересечения частот, присутствующих в спектре колебаний.

СККР характеризуются малыми габаритными размерами. Их длина колеблется в пределах 3–10 мм, толщина 50–200 мкм; ширина 200–500 мкм. Закрепление таких миниатюрных элементов можно упростить, если развить их периферию. Некоторые из вариантов таких СККР показаны на рис. 5.8. Первый из них — элемент с дополнительными упругими развязками [89], ослабляющему возможность разбалансировки зубцов боковыми составляющими (рис. 5.8,а). В конструкции рис. 5.8,б снимается влияние локальных концентраций напряжений в заделке путем формирования СККР на перемычке. Имеется возможность реализации двухрезонаторных интегральных преобразователей, а также элементов более сложной формы, например, с формированием трех СККР — перемычек, развернутых на  $120^\circ$  (рис. 5.8,в).

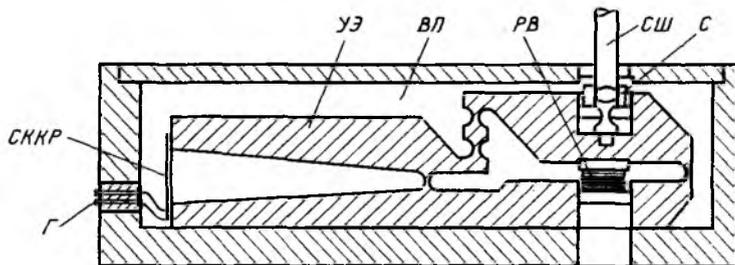


Рис. 5.9. Высокоточный преобразователь усилий на основе СККР:

УЭ – упругий элемент; ВП – вакуумированная полость; СШ – силопередающий шток; С – разделительный сальфон; РВ – регулировочный винт для подстройки нуля; Г – гермоввод

Интересно отметить, что при реализации этой конструкции на подложке Z-среза все три СККР оказываются идентичны по силовой и температурной чувствительности, поскольку ось Z кристалла является осью симметрии третьего порядка (рис. 5.8,з).

Пример применения СККР в устройствах для измерений усилий показан на рис. 5.9 [90]. Для приложения усилия на СККР используется довольно сложная упругая рычажная система, с помощью которой входные усилия (40 Н) трансформируются в усилия, не превышающие допустимых для СККР (примерно 3 Н). Одновременно обеспечивается защита от боковых нагрузок и разбалансировки зубьев. Измеряемые усилия передаются через толкатель. Внутренний объем вакуумирован с помощью сальфонов. Экспериментальные исследования продемонстрировали большие возможности датчиков усилий на СККР. При входной нагрузке в 40 Н разрешающая способность составила около  $2,5 \cdot 10^{-6}$ . Это примерно на порядок лучше, чем у силоизмерителей других типов.

### 5.3. ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫЕ ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЯ

В конструкцию преобразователей давления, как правило, входят узел упругого преобразования давления в усилия (деформации) и соединенный с ним сило (тензо) чувствительный элемент. В качестве упругих преобразователей чаще всего используются сальфоны и мембраны. Все конструкции можно разделить на две группы:

*комбинированные датчики* с металлическими упругими преобразователями;

*датчики с барочувствительными элементами [БЧЭ], выполняемыми полностью из пьезокристаллического материала*, обычно из пьезокварца.

Кроме указанных разновидностей существует малочисленная группа *контактных преобразователей* для измерения давления в газовых средах, для которых характерен прямой контакт силочувствительных резонаторов со средой, без применения развязывающих упругих преобра-

зователей. Датчики контактного типа нашли применение только в экспериментальных исследованиях.

### а) Комбинированные датчики давления

Основные варианты конструкций датчиков давления (ДД) с металлическими упругими преобразователями показаны на рис. 5.10. В простейшем варианте используется схема с прямым нагружением резонатора усилием, создаваемым мембраной (рис. 5.10, а, б), либо с организацией силового воздействия через промежуточные упругие элементы (рис. 5.10, в-е). В качестве упругих преобразователей используются профилированные и плоские мембраны либо сильфоны. Кроме схемы рис. 5.10, ж, использующей консолидные конструкции силовочувствительных элементов с относительно большими рабочими перемещениями (в десятки и сотни микрометров), в остальных датчиках обеспечивается заторможенный режим работы упругого преобразователя, опирающегося на жесткий силовочувствительный элемент. Рабочие деформации СЧЭ обычно не превышают 1 мкм.

Кратко охарактеризуем особенности представленных конструкций. Датчики, выполняемые по схемам рис. 5.10, пригодны для измерения как абсолютных, так и избыточных давлений на номинальные значения от 0,1 до  $5 \cdot 10^3$  кгс/см<sup>2</sup>. Для измерений абсолютных давлений внутренняя полость вакуумируется, при измерении избыточных — заполняется инертным газом или очищенным воздухом и поддерживается под опорным давлением. Конструкция может быть как одномембранной, так и двухмембранной. В последнем случае (рис. 5.10, б) уменьшается влияние

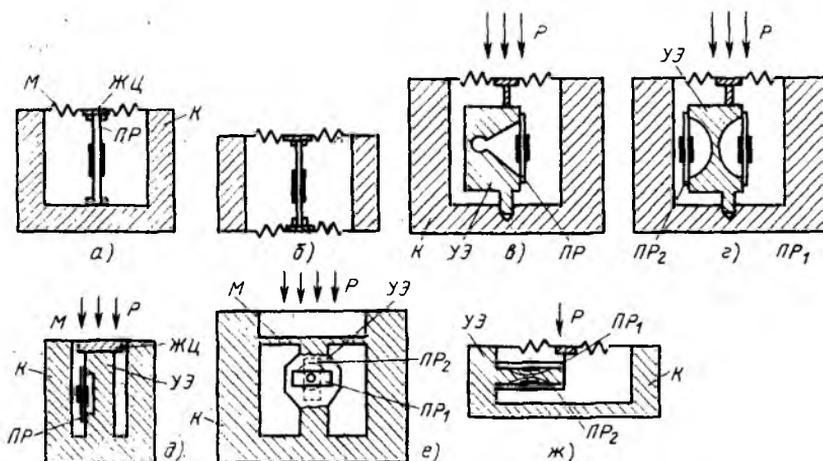
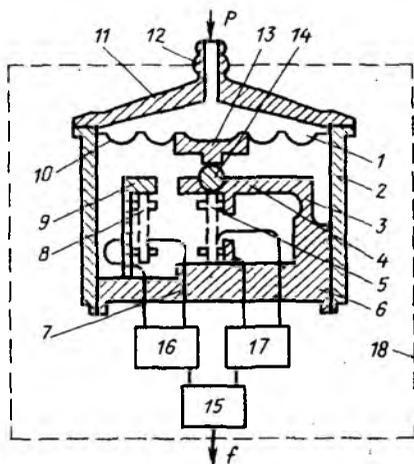


Рис. 5.10. ПРД давления с металлическими упругими элементами:

М — мембрана; К — корпус; УЭ — упругий элемент; ЖЦ — жесткий центр

Рис. 5.11. Пьезорезонансный датчик абсолютного давления



термодеформаций корпуса и снижается воздействие вибрационных нагрузок на пьезоэлемент. На практике конструкции рис. 5.10, а, б получили малое распространение из-за относительной сложности сборки.

Датчик абсолютного давления, показанный на рис. 5.11, выполнен в виде гермокамеры 1, образованной корпусом 2, основанием 6 и силопередающей мембраной 10. Основание 6 содержит держатель 4, в который вмонтирован СЧР 5, и держатель 9, предназначенный для крепления опорного ПР 8. Основание 6 и держатель 4 соединены развязывающей перемычкой 3.

В держателе 4 укреплен шарик 14, воспринимающий через жесткий центр 13 усилие от мембраны 10 и передающий его на СЧР.

На основании 6 укреплены гермовводы 7, через которые резонаторы подключаются к автогенераторам 16 и 17. Выходной сигнал разностной частоты формируется схемой 15. Полость гермокамеры вакуумирована. Датчик давления помещен в активный термостат 18 с температурой стабилизации  $40 \pm 0,1$  °С. Соединения мембраны и крышки 11, а также основания и корпуса осуществляются с помощью электроинструментальной сварки. Измеряемое давление подается через штуцер 12.

На базе описанной конструктивной схемы реализованы датчики на диапазоны 0–100, 0–160, 0–250, 0–600 кПа. В качестве силовых чувствительных резонаторов использованы серийные элементы ЭПК-А и ЭПК-В (см. § 5.1) [104].

Основные характеристики для нескольких конструктивных модификаций приведены в табл. 5.4.

Из анализа данных таблицы следует, что основной вклад в полную погрешность дает нелинейность преобразования. Использование цифровой линеаризации характеристики датчика обеспечивает погрешность измерений в пределах 0,1%. Большой диапазон номинальных давлений позволяет перекрыть конструкции рис. 5.12, в которых СЧР присоединяется непосредственно к выступам на плоской мембране. В этом варианте резонатор работает фактически повторяя деформации внутренней стороны мембраны. Хотя подобная схема достаточно проста и технологична, ей присущи значительные температурные погрешности из-за различия линейного расширения мембраны и кварцевого ПР.

Таблица 5.4

Диапазон измеряемых давлений, кПа	Тип ПР	Коэффициент преобразования, Гц/кПа	Максимальные значения погрешности, Па		
			СКО*	Гистерезис	Нелинейность
0,1 – 100	ЭПК-А	55	26	28	25
0,1 – 250	ЭПК-В	36	45	80	390
0,1 – 250	ЭПК-В	50	80	130	420

*Примечание.* СКО\* – средняя квадратическая ошибка (случайная составляющая погрешности).

Конструкции с плоскими металлическими мембранами, сформированными воедино с корпусом, дают хорошие результаты при реализации датчиков гидростатического давления. Один из вариантов такого датчика представлен на рис. 5.13,а, где линзовый резонатор фиксируется с предварительным поджатием путем обеспечения соответствующих допусков на расстояние между мембраной и основанием.

В приведенном варианте ДД фаски на СЧР сориентированы относительно кристаллографических осей кристалла с таким расчетом, чтобы силовое воздействие на СЧР было направлено вдоль азимута с нулевой температурной нестабильностью чувствительности. На практике из-за разброса в ориентации пьезоэлемента и натяга мембраны полностью скомпенсировать влияние температуры не удастся.

Один из вариантов ДД, в котором предусмотрена отстройка от температурного воздействия, приведен на рис. 5.13,б. Датчик выполнен по дифференциальной схеме. Измеряемое давление воспринимается мембраной  $M$ , воздействующей на линзовый резонатор  $ПР_1$ . Разворотом этого резонатора вокруг оси, нормальной к плоскости чертежа, обеспечивается подбор ориентации с минимальным температурным влиянием на чувствительность датчика.

Снижение температурного дрейфа нуля датчика достигается независимо, путем разворота в торого резонатора. Изменение азимута приложения усилий приводит к вариации силовой чувствительности резонатора. Поскольку степень поджатия резонатора меняется с температурой, удается повернуть ПР таким образом, чтобы разностная выходная частота минимально зависела от температуры.

Консольные конструкции благодаря высокой чувствительности позволяют создавать малогабаритные ДД. Примером может служить частотный датчик избыточного давления, показанный на рис. 5.14. Измеряемое давление поступает во входной штуцер датчика и передается на мембрану. При ее прогибе формируется усилие, воздействующее на консольный преобразователь, содержащий два СЧР и упругую прокладку. В корпусе датчика расположена схема разностного генератора, вырабатыва-

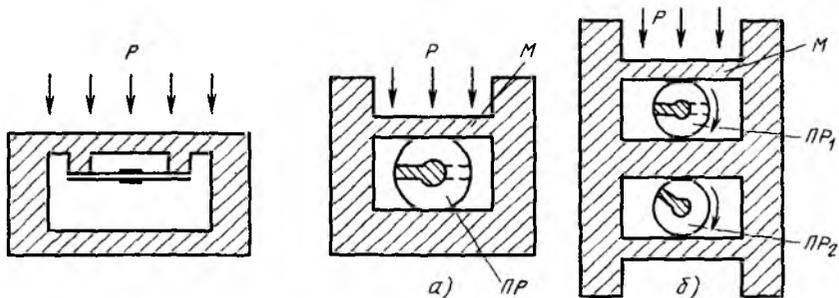


Рис. 5.12. Датчик давления с параллельным расположением ПР и мембраны

Рис. 5.13. Датчики давления с предварительным поджатием СЧР

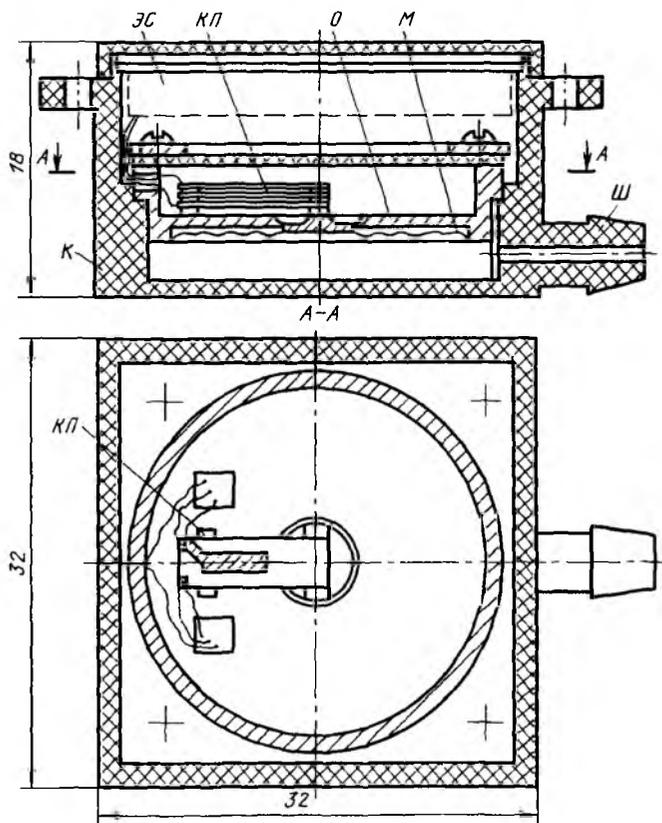


Рис. 5.14. Датчик избыточного давления ПДК-01:

КП – консольный преобразователь; М – мембрана; ЭС – электронная схема; Ш – штуцер для ввода давления; К – корпус; О – ограничитель

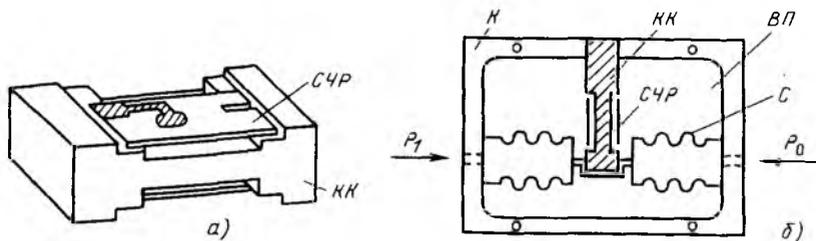


Рис. 5.15. Датчик давления с кварцевым упругим элементом:

СЧР – силочувствительный резонатор; КК – кварцевая консоль; К – корпус; ВП – вакуумированная полость; С – сильфон

ющего частотный сигнал, изменяющийся линейно в функции давления. Датчик имеет следующие основные параметры:

Диапазон рабочих давлений, мм рт. ст.	0–300
Крутизна преобразования, Гц/мм рт.ст.	$20 \pm 5$
Основная погрешность, %	$\pm 0,6$
Начальная частота, кГц	$10 \pm 3$
Диапазон рабочих температур, °С	5–45
Дополнительная температурная погрешность, %	$\pm 0,75$
Габаритные размеры, мм	$32 \times 32 \times 18$
Питание	5В; 1,5 мА

Малые габаритные размеры, потребление, частотный выход, линейность датчика позволили реализовать на его основе переносные цифровые измерители артериального давления.

На основе консольного преобразователя (рис. 5.15,а) японской компанией Токио Денпа создан датчик абсолютного давления на диапазон  $0-1 \text{ кг/см}^2$ . В конструкции применены два высокочастотных резонатора 10 МГц, закрепленных на упругом консольном элементе. Конструкция характеризуется двумя особенностями. Упругий элемент выполнен из пьезокристаллического кварца той же ориентации, что и СЧР. Это обеспечивает минимизацию температурных дрейфов частот ПР. Оригинально решена и проблема снижения термочувствительности крутизны рабочей характеристики датчика. В отличие от традиционных с ориентацией граней ПР вдоль азимута  $\psi = 35 \div 40^\circ$  относительно оси X (см. § 2.2) в рассматриваемой конструкции грани ПР соригентированы вдоль оси X, а эффект снижения термочувствительности масштаба достигается формированием электродов резонатора со смещением вбок от центральной силовой оси.

Датчик выполнен по схеме рис. 5.15,б [60]. В качестве входных преобразователей использованы сильфоны. Датчик позволяет измерять как абсолютное давление, так и разность давлений на двух входах.

### Основные характеристики датчика

Диапазон рабочих давлений, МПа	0–0,1
Допустимые перегрузки, МПа	0,2
Полезные изменения частоты, кГц	2
Линейность, % максимального значения	0,1
Воспроизводимость, % максимального значения	0,1
Температурный сдвиг частоты в диапазоне $-10 \div 60$ °С, % максимального значения	0,5
Масса, г	300

На базе указанного датчика создан цифровой манометр ДММ105С с диапазонами  $1 \text{ кг/см}^2$  абсолютного давления и 3 кПа по разности давлений. Прибор имеет разрешающую способность  $10^{-4} \text{ кг/см}^2$ ; габаритные размеры  $210 \times 170 \times 300$  мм; питание сетевое либо от внутренних батарей.

Наиболее высокие эксплуатационные характеристики имеют кварцевые датчики давления, созданные американской компанией Паросайентифик. Это достигается благодаря использованию в качестве чувствительного элемента низкочастотного кварцевого пьезорезонатора, выполненного в моноблоке с акустическим фильтром-пробкой (см. § 2.2).

Компанией впервые в истории пьезорезонансных датчиков создано семейство унифицированных прецизионных преобразователей [61], перекрывающих диапазон номинальных давлений от 0,1 до 6,2 МПа (всего 11 номиналов). Базовая конструкция датчика (рис. 5.16,б) содержит блок сильфонов [98]. Усилие на кварцевый ПР передается через рычаг. Требуемый коэффициент преобразования давления в частоту задается соотношением плеч рычага и сечений сильфонов.

Резонатор работает в вакуумированной полости. Датчик может использоваться в режиме измерения абсолютного и избыточного давлений либо разности двух давлений.

Малый ход, отсутствие трения, люфтов, потерь на преодоление упругого сопротивления сильфонов в сочетании с высокими чувствительностью изгибного резонатора и стабильностью обеспечивают высочайшие эксплуатационные показатели.

Низкая чувствительность к ударам и вибрациям достигается центровкой масс с помощью балансирующего груза БГ.

### Основные технические характеристики датчиков давления Диджикварц [61]

Полезные изменения выходной частоты, кГц	4
Начальная частота, кГц	40
Диапазон рабочих температур, °С	$-54 \div 107$
Воспроизводимость, % максимального значения	$5 \cdot 10^{-3}$
Гистерезис, % максимального значения	$5 \cdot 10^{-3}$

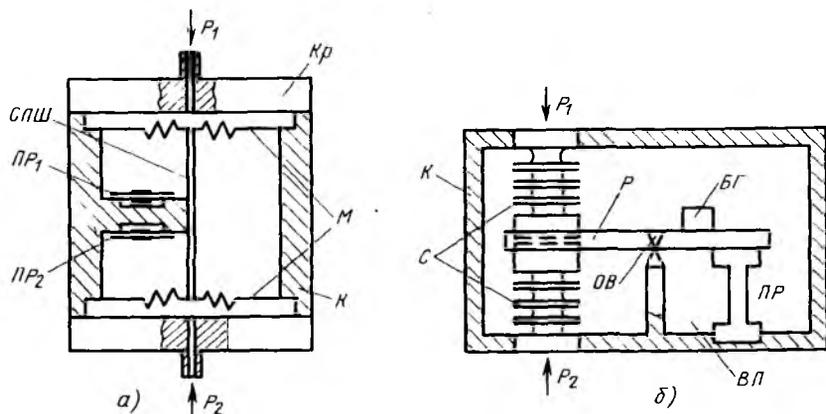


Рис. 5.16. Пьезорезонансные датчики разностного давления:

*а* – мембранный датчик; *б* – сильфонный дифференциальный манометр; *М* – мембрана; *СПШ* – силопередающий шток; *Кр* – крышка; *К* – корпус; *С* – сильфон; *ОВ* – ось вращения; *Р* – рычаг; *БГ* – балансировочный груз

Температурный сдвиг нуля, %/°С	$4,7 \cdot 10^{-3}$
Нестабильность нуля за 1 год, % максимального значения	0,01
Температурное изменение чувствительности, %/°С	$4,7 \cdot 10^{-3}$
Чувствительность к ускорению, %/м/с <sup>2</sup>	$8 \cdot 10^{-5}$
Габаритные размеры, см	2,26 × 3,97 × 3,97
Масса, г	170
Перегрузки по давлению, %	120
Питание:	
напряжение постоянное, В	6–35
ток, мА	1

Фирмой Паросайентифик выпускается также унифицированный ряд из пяти датчиков для измерения глубины на диапазоны 0–60, 0–130, 0–200, 0–270, 0–600 м, имеющих разрешающую способность менее 10 Па. Датчики предназначаются для океанографических применений, измерения уровней жидкостей в резервуарах и т.п. Длина кабельной линии связи – несколько сот метров.

Для цифровой обработки сигналов с датчиков компанией выпускается восьмиканальный микропроцессорный мультиметр (модель 700). В функциональном отношении он построен подобно описанному в предыдущей главе отечественному мультиметру "Электроника МК-1" и обеспечивает прямой отсчет абсолютных и дифференциальных давлений, а также индикацию величин отношения давления.

Характеристики подключаемых датчиков заносятся в РеПЗУ посредством записи трех индивидуальных коэффициентов датчиков. Считы-

вание показаний обеспечивается с разрешением  $1 \cdot 10^{-6}$  максимального значения измеряемой величины.

Комбинация из цифрового мультиметра и датчика давления может быть применена как портативный переносной стандарт давления с суммарной погрешностью не более 0,01 %.

#### **б) Датчики давления с кварцевыми барочувствительными элементами**

Комбинированным ДД с металлическими упругими преобразователями присущ ряд принципиальных недостатков.

Конструкции БЧЭ реализуются из разнородных материалов. При их соединении невозможно достичь полного согласования ТК линейного расширения прежде всего из-за анизотропии кристаллического пьезокварца. В результате появления термонапряжений происходит деформация ТЧХ резонатора тем большая, чем больше разность ТКЛР и выше жесткость упругого преобразователя, включенного в параллель СЧР. С этим эффектом можно бороться как конструктивными мерами, подбором материалов, так и схемными средствами, например применением дифференциальных схем, введением цепей термокомпенсации в автогенераторе и т.п. Трудней устранить возникновение в конструкции остаточных напряжений, в частности, в процессе сборки при повышенных температурах. Практически операции соединения идут при температурах, существенно превышающих рабочие, что позволяет повысить упругость соединительных слоев и уменьшить гистерезис их механических свойств при рабочих температурах. Накопившиеся напряжения, которые из-за различия ТКЛР могут быть весьма значительны, стремятся со временем релаксировать, что приводит к непрерывному длительному дрейфу нуля датчиков. Процессы релаксации идут как в соединениях, так и в металлических узлах конструкций. Даже для самых совершенных сталей и сплавов остаточные деформации и напряжения составляют около  $10^{-3}$  от максимальных рабочих деформаций, что определяет принципиальную трудность создания механических датчиков с металлическими упругими элементами класса выше 0,1.

*Указанные проблемы могут быть в значительной мере преодолены при отказе от конструкций барочувствительных элементов с разнородными материалами и переходе на узлы, полностью выполненные из практически безгистерезисного пьезокристаллического кварца.*

Впервые датчик давления с кварцевым барочувствительным элементом был разработан американской фирмой Хьюлетт—Паккард [94, 95]. В настоящее время появился целый ряд разновидностей преобразователей этого типа, позволяющих проводить высокоточные измерения статических и динамических давлений в диапазоне от 1 Па до 100 МПа. Основные варианты конструкций датчиков давления с кварцевыми БЧЭ рассматриваются ниже.

Датчик давления фирмы Хьюлетт—Паккард предназначен для измерения гидростатических давлений, регистрации волн цунами, уровней во-

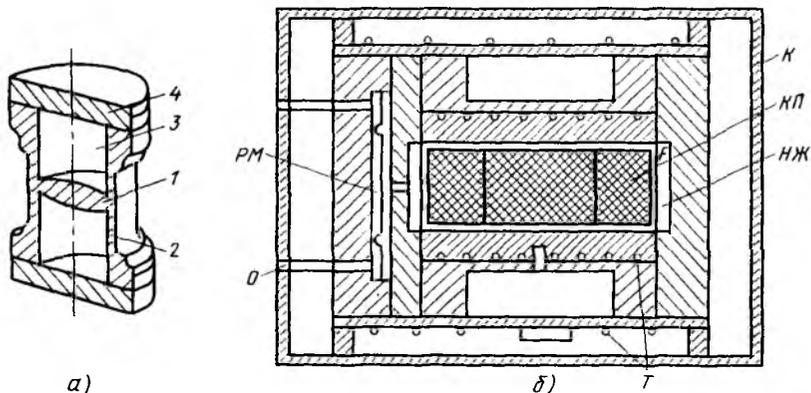


Рис. 5.17. Датчик гидростатического давления фирмы Хьюлетт-Паккард:

*а* – кварцевый преобразователь давление-частота; 1 – резонатор-перемычка; 2 – упругий преобразователь внешнего гидростатического давления в усилия сжатия, равномерно распределенные по торцу резонатора; 3 – вакуумированная полость; 4 – герметизирующая крышка; *б* – конструкция датчика: КП – кварцевый преобразователь; РМ – разделительная мембрана; НЖ – несжимаемая жидкость; О – отверстие для подвода давления; К – корпус; Т – двойной термостат

ды, нефти и других жидкостей, давлений газа и т.е. Диапазон рабочих давлений – до 70 МПа с возможными перегрузками до 82,7 МПа.

Основу датчика (рис. 5.17) составляет прецизионный линзовый резонатор частотой 5 МГц (третий обертон), выполненный в виде перемычки в пьезокварцевом цилиндре. Внутренняя полость цилиндра заполнена гелием. Для герметизации применены крышки из пьезокварца. С целью устранения термонапряжений цилиндр и крышки ориентированы относительно кристаллографических осей идентичным образом, что обеспечивает равенство ТК линейного расширения по всем направлениям. Измеряемое давление создает всестороннее сжатие кварцевого преобразователя и трансформируется в плоское сжатие резонатора-перемычки. Кварцевый блок размещается в корпусе, заполненном жидкостью с высокой упругостью и малым ТК линейного расширения. Для передачи давления внутрь полости используется мембрана малой жесткости. Для повышения стабильности нуля применено двойное термостабилизирование внутреннего объема датчика, обеспечивающее стабилизацию рабочей температуры с погрешностью не более  $\pm 0,05$  °С. В датчике использован резонатор двуповоротного среза, имеющий нулевой ТКЧ в рабочей температурной точке. Использование двуповоротного среза достигается минимизация температурного воздействия на крутизну преобразования давления в частоту; ТК крутизны преобразования не превышает  $8 \cdot 10^{-4}$  1/°С.

Электронная схема, обеспечивающая регистрацию давления в цифровой форме, представлена на рис. 5.18. Частота измерительного генератора

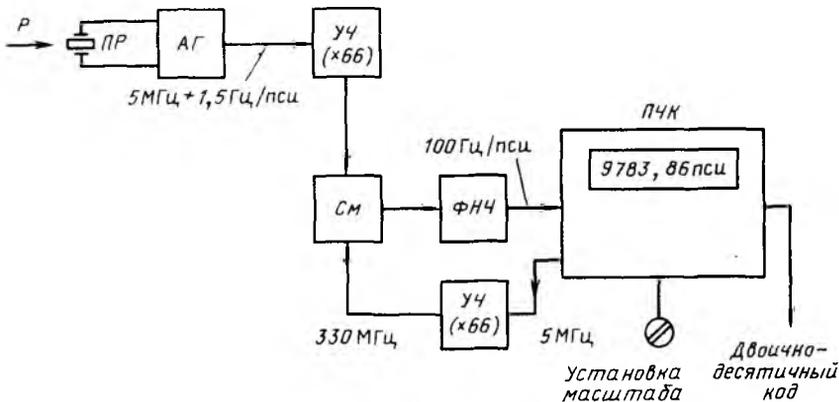


Рис. 5.18. Схема цифрового преобразователя давления:

*ПР* – кварцевый преобразователь давления в частоту; *УЧ* – умножитель частоты; *СМ* – смеситель; *ФНЧ* – фильтр низких частот; *ПЧК* – преобразователь частоты в код

5 МГц поступает на умножитель частоты на 66. Крутизна преобразования давления в частоту составляет 1,5 Гц/пси (1 пси  $\approx 6,89 \cdot 10^3$  Па), так что на выходе умножителя крутизна преобразования равна 100 Гц/пси. После сличения с опорной частотой 330 МГц и фильтрации сигнал разностной частоты, пропорциональный давлению, поступает на электронный частотомер (модель НР 5245 М). Отсчет давления осуществляется по показаниям шестидекадного индикатора непосредственно в единицах пси (давлению  $10^4$  пси соответствуют изменения частоты на входе частотомера, равные 1 МГц). При времени выборки (измерения) 1 с разрешение электронной схемы в пересчете на давление соответствует 68,9 Па, а при десятисекундном времени выборки, наиболее оптимальном с точки зрения увеличения кратковременной стабильности, 6,89 Па.

Порог чувствительности датчика в целом составляет около 6,89 Па, т.е.  $10^{-7}$  верхнего предела измеряемых давлений. Такое высокое разрешение достигнуто благодаря двум основным факторам:

1) малому гистерезису, обеспеченному интеграцией упругого преобразователя и силочувствительного пьезорезонатора в едином моноблоке пьезокварца;

2) использованию высокодобротного ( $Q > 10^6$ ) прецизионного резонатора, обеспечивающего высокую кратковременную стабильность (нестабильность около  $3 \cdot 10^{-10}$  при 10-секундном времени выборки).

Согласно [77] зависимость частоты от давления в диапазоне от 0 до 50 МПа имеет нелинейность около 1,7%. По-видимому, основным источником погрешности является нелинейность характеристики цилиндрического преобразователя давления в радиальные напряжения, подводимые к резонатору.

Дрейф нуля датчика во времени, вызванный старением резонатора, не превышает 100 Па в сутки, что эквивалентно суточному дрейфу  $1,5 \cdot 10^{-4} \%$  верхнего предела измеряемой величины. Такое старение существенно меньше, чем у датчиков давления вибрационно-частотного типа (вибротронов).

Хотя БЧЭ датчика характеризуется высоким уровнем интеграции, полностью монолитным он не является из-за наличия двух дискретных герметизирующих крышек. Однако, как следует из анализа упругих напряжений в БЧЭ, удаление зон присоединения крышек от активной области пьезорезонатора позволяет снизить влияние нестабильностей в этих зонах на характеристику датчика до ничтожно малых уровней.

Одним из серьезных недостатков барочувствительных элементов, выполненных по схеме рис. 5.17,а, следует считать ограничение возможности реализации датчиков на другие диапазоны давлений. В диапазоне низких давлений такая конструкция малоэффективна.

Предложенный вариант кварцевого БЧЭ нашел применение не только в составе датчиков гидростатического давления. В частности, этот элемент применен в разработанном во Франции скважинном датчике, используемом при геофизических исследованиях, оценке запасов нефти, газа и т.п. [97].

Одна из главных проблем скважинных датчиков — снижение температурных погрешностей измерений.

В предложенном датчике это достигнуто путем контроля температуры зонда с БЧЭ с помощью встроенного платинового термометра сопротивления. В конструкции предусмотрены меры по снижению перепада температур между зоной высокого давления, в которой установлен БЧЭ, и зоной низкого давления с платиновым термометром. Благодаря этому удастся внести поправки по температуре в результаты измерения давления с учетом предварительной температурной калибровки БЧЭ.

В последнее время предпринимаются попытки расширения диапазона рабочих температур датчиков давления, прежде всего в сторону их увеличения. Традиционные срезы кварца с высокой силовой чувствительностью уже не годятся из-за низкой температурной стабильности частоты. Так, при температурах свыше  $100^\circ\text{C}$  резонаторы АТ-среза можно использовать как термодатчики — их ТКЧ превышает  $50 \cdot 10^{-6}$ , а суммарный уход частоты в диапазоне  $0-250^\circ\text{C}$  составляет  $2 \cdot 10^{-3}$ , что примерно равно полезным девиациям частоты при силовом воздействии (100% погрешности ДД).

В этой связи ведутся поиски новых силовых чувствительных срезов пьезокварца, оптимальных для использования в области высоких температур. Один из таких срезов — повернутый на  $34^\circ$  X-срез, обозначаемый  $uxw1/30^\circ 32'$ . С точки зрения применений в высокотемпературных датчиках положительным свойством этого среза является высокая температура точки перегиба ТЧХ ( $+125^\circ\text{C}$ ). Кривизна ТЧХ в точке перегиба существенно ниже, чем у АТ-среза (рис. 5.19), а силовая чувствительность имеет приемлемую величину. В частности, коэффициент интеграль-

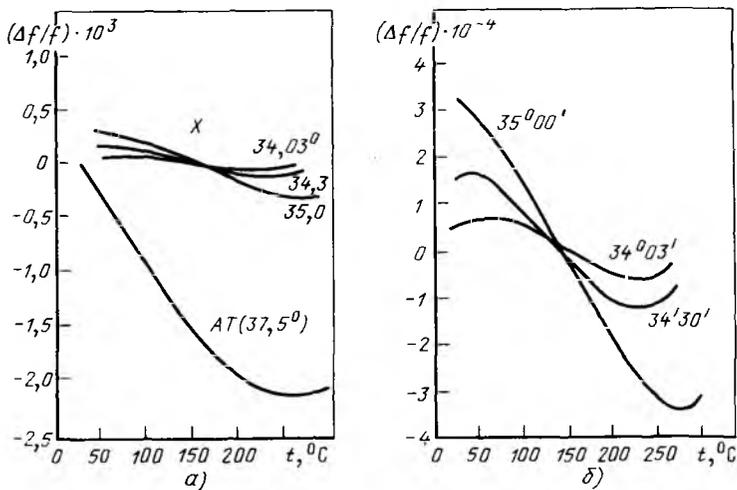


Рис. 5.19. ТЧХ резонаторов повернутого X-среза

ной тензочувствительности  $K^J = -1,6 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$  (у AT-среза  $K^J = 2,7 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$ ). Это позволяет реализовать на резонаторах повернутого X-среза конструкции интегральных датчиков давления [96].

Высокие точности, реализованные в датчиках гидростатического давления фирмы Хьюлетт—Паккард, стимулировали поиск новых вариантов интегральных конструкций БЧЭ. Одна из них, показанная на рис. 5.20, отличается расположением пьезоэлемента относительно оси цилиндрической конструкции. В этом варианте перестройка частоты резонатора в функции давления реализуется уже не за счет эффекта интегральной тензочувствительности, а под действием одноосного усилия на резонатор. Варьируя геометрию пьезоэлемента, можно в широких пределах изменять диапазон номинальных давлений.

Оценивая конструкции интегральных датчиков гидростатического давления (рис. 5.17 и 5.20), следует отметить их высокую сложность и низкую технологичность. Однако при решении уникальных задач эти приборы оказываются незаменимы благодаря высочайшей разрешающей способности, стабильности и достоинствам частотной формы выходного сигнала.

Продолжая рассмотрение ДД с кварцевыми БЧЭ, остановимся на конструкциях, пригодных для построения датчиков атмосферного давления. Потребность в надежных электронных барометрах в настоящее время остается неудовлетворенной. Для решения этой задачи предложен ряд модификаций [99, 100]. Одна из них — с прямым нагружением силовым чувствительного резонатора (см. рис. 5.3,а) БЧЭ датчика фирмы Хьюлетт—Паккард [99] использует линзовый резонатор на частоте

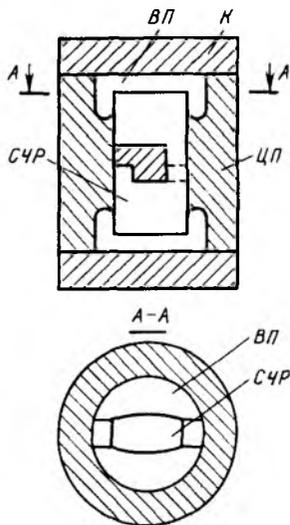


Рис. 5.20. Разновидность кварцевого БЧЭ для датчиков гидростатического давления:

ЦП – цилиндрический преобразователь; К – крышка; ВП – вакуумированная полость

15 МГц по пятой гармонике. Давление поступает на кварцевую мембрану, ориентация которой совпадает с ориентацией СЧР и корпуса БЧЭ, что, как отмечалось, обеспечивает полное согласование ТКЛР элементов по всем направлениям. Соединение элементов конструкции осуществляется легкоплавким стеклом.

БЧЭ размещен в термостате, обеспечивающем работу в точке верхнего экстремума ТЧХ резонатора ( $\approx 55^\circ\text{C}$ ). Датчик рассчитан на диапазон до  $2 \cdot 10^5$  Па, гистерезис и невозврат в нуль составляют  $\pm 20$  Па, нелинейность менее 0,1%. Суточный уход нуля датчика составляет до 25 Па, что связано с релаксациями напряжений при высокотемпературной сборке стеклом.

В отечественном измерительном преобразователе атмосферного давления (ИПАД) [100] применена двухмембранная схема прямого нагружения ПР, позволяющая снизить чувствительность показаний к положению в пространстве (см. рис. 5.10,б). В состав датчика входят кварцевый БЧЭ, термостат, обеспечивающий поддержание температуры вблизи  $53^\circ\text{C}$ , электронный блок и корпус, предназначенный для защиты от механических и климатических воздействий. Для проведения поверочных работ в корпусе предусмотрен штуцер, через который производится задание эталонных давлений.

Мембраны БЧЭ выполнены с жестким центром. Силочувствительный резонатор типа ЭПК-В закрепляется в пазах, выполненных в жестких центрах. Соединение мембран, ПР и кольца производится легкоплавким стеклом С100-1;  $\text{ТКЛР} = (10 \pm 0,13) \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ ; температура плавления  $(340 \pm 15)^\circ\text{C}$ .

Термокомпенсация обеспечивается выполнением мембран и кольца из элементов со срезом  $\chi_{y1}/+28^\circ$  и ориентацией пазов под углом  $\pm 49^\circ$  к оси  $Y'$  мембраны.

БЧЭ помещается в термостат из красной меди, закрываемый сверху и снизу крышками. Дополнительно снаружи термостата установлен теплозащитный пенопластовый стакан.

Для стабилизации рабочей температуры в пазах на внутренней стенке медного корпуса устанавливаются кварцевый термодатчик и опорный резонатор. Сигнал с термодатчика поступает в терморегулятор, разме-

щенный в электронном блоке, и обеспечивает управление током в нагревателе. Схема управления термостатом обеспечивает коэффициент термостатирования на уровне 250.

Диаметр рабочей части мембраны 24 мм, радиус жесткого центра 10 мм, толщина мембраны 0,35 мм.

#### Основные характеристики преобразователя ИПАД

Диапазон измерений, Па . . . . .	0-1100
Основная приведенная погрешность, % . . . . .	0,05
Чувствительность, Гц/гПа . . . . .	3
Порог реагирования, гПа . . . . .	0,01
Абсолютная погрешность преобразования вариаций давления (не более 10 гПа), гПа . . . . .	0,02
Смещение нуля, гПа/сутки . . . . .	0,05
Время выхода на режим после включения источников питания, мин . . . . .	30
Масса, кг . . . . .	1,5
Питание:	
напряжение, В . . . . .	12 ± 1 В
ток, А . . . . .	0,6

Преобразователь ИПАД предназначен для работы в составе цифрового барометра, используемого для проведения баронивелирования при геофизических работах.

По схеме рис. 5.10,б реализуется и разработанный в МИФИ скважинный датчик на давление до 250 кг/см<sup>2</sup>. В качестве чувствительного элемента использован резонатор типа ЭПК-В. При толщине мембраны 3,5 мм, внешнем диаметре кольца 16 мм и внутреннем 6 мм датчик имеет нелинейность 0,2%, гистерезис менее 0,3%. Уход нуля датчика в диапазоне температур до 150 °С — в пределах 1%. Коррекция результатов измерений по замерам температуры кварцевым термометром позволяет снизить температурную погрешность до 0,1 — 0,2%. Конструктивно датчик выполнен в виде корпуса из стали, заполняемого силиконовым маслом. БЧЭ устанавливается внутри и соединяется с электронной схемой через гермоводы высокого давления. Развязка от среды осуществляется с помощью разделительной прокладки-мембраны из тефлона.

**Пластирные кварцевые БЧЭ.** Рассмотренные варианты датчиков с выполнением всех элементов барочувствительного узла из пьезокварца имеют общий принципиальный недостаток — высокую конструктивную сложность и низкую технологичность. Что касается метрологических характеристик этих приборов, то они значительно превосходят параметры другого класса твердотельных датчиков — полупроводниковых. Это обстоятельство стимулировало в начале 80-х годов поиск новых конструктивных решений ДД, кварцевых БЧЭ, позволявших перейти к групповым методам их производства на основе планарной технологии.

Важным шагом в этом направлении можно считать разработку БЧЭ, выполненных на основе интегральных мембран и закрепляемых на их поверхности пластин-резонаторов [101].

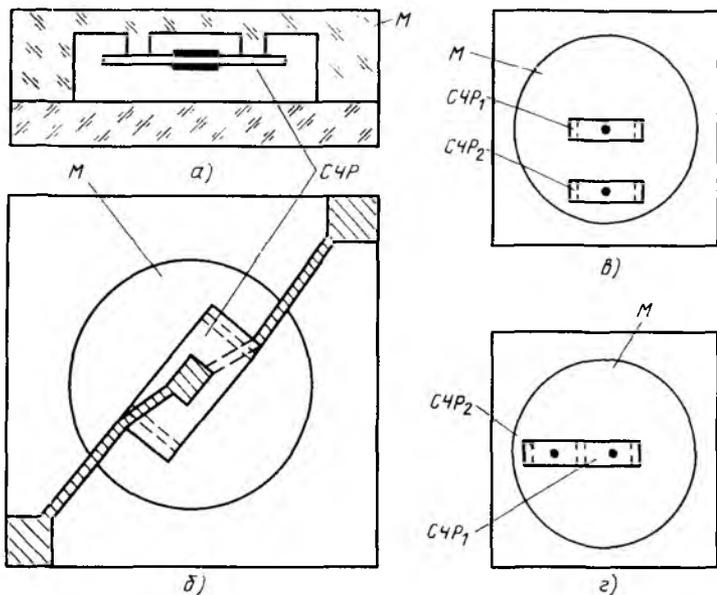


Рис. 5.21. Конструкция планарного БЧЭ:

а, б – недифференциальная конструкция; в, г – дифференциальные конструкции с двумя СЧР

Основа работы планарных БЧЭ очевидна – деформация мембраны (рис. 5.21) под действием давления создает усилия растяжения-сжатия силовосвительного резонатора и сдвиг его частоты. Плоскость резонатора параллельна плоскости мембраны. Для реализации интегральных мембран простейшего типа – с плоским профилем – могут быть использованы механические методы размерной обработки – алмазным инструментом и на ультразвуковых станках. Более сложные профилированные мембраны с выступами (или углублениями), предназначенными для подсоединения резонаторов, могут изготавливаться методами ионного или химического травления.

В случае химического формообразования при групповых методах производства достигается высокая точность геометрии элементов и производительность.

В простейшем варианте планарный БЧЭ (рис. 5.21, а, б) содержит основание и интегральную мембрану  $M$ , в центре которой закрепляется силовосвительный резонатор  $СЧР$ . Все элементы пьезокварцевые с согласованной ориентацией. Соединение мембраны и основания герметичное, внутренняя полость вакуумирована (датчик абсолютного давления) либо поддерживается под опорным давлением (датчик избыточного давления). В последнем случае в основание вводится штуцер, подводящий опорное давление. На мембране выполняются токоподводящие дорожки

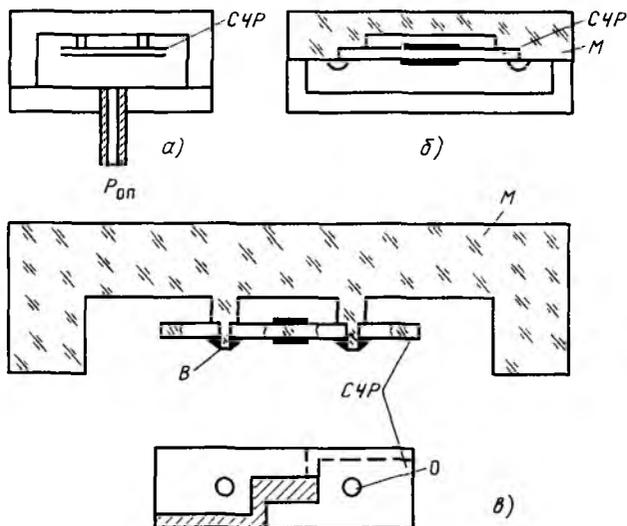


Рис. 5.22. Варианты конструкций с планарным БЧЭ:  
*B* – выступы на мембране; *O* – отверстия в СЧР; *M* – мембрана

ки, проходящие через зону соединения мембраны с основанием и предназначенные для подключения ПР к внешней электронной схеме. После соединения резонатора с мембраной к этим дорожкам с помощью токопроводящей пасты либо тонких проволочек подсоединяются выводы резонатора. Поскольку монтажные поверхности открыты, сборка не вызывает затруднений. При необходимости имеется возможность вести настройку частоты резонатора как до герметизации – на открытом резонаторе, так и после герметизации – через основание, если обеспечить его высокую оптическую прозрачность для лазерного излучения.

Для исключения контакта активной области пьезоэлемента с поверхностью мембраны приемлемы несколько решений:

установка резонатора на выступах, выполняемых непосредственно на мембране, либо с помощью дополнительных прокладок; установка резонатора над углублением в мембране (рис. 5.22, б);

установка "на замок", при которой на мембране формируются выступы, а на резонаторе ответные отверстия (или углубления).

Химическое фрезерование обеспечивает в этом случае высокую точность (выше 3 мкм). При этом резко упрощается операция "посадки" резонатора вдоль требуемого азимута мембраны и обеспечивается возможность автоматизации монтажа (рис. 5.22, в).

Планарная конструкция БЧЭ позволяет реализовать и датчики дифференциального типа с двумя резонаторами. Если в схеме только один резонатор силовосвистительный, то опорный может быть установлен

внутри БЧЭ, как на основании, так и на мембране, в зоне, свободной от деформаций. Для повышения чувствительности оба СЧР располагаются в зонах мембраны с противоположными знаками деформации. При этом можно использовать как два дискретных СЧР, так и интегральные преобразователи с двумя резонаторами на одной пластине. Кроме существенного повышения температурной стабильности применение интегральных преобразователей упрощает и монтаж элементов. Вариант такого преобразователя показан на рис. 5.21,з. Один из резонаторов закрепляется над центром мембраны и при ее прогибе растягивается, второй закреплен на периферии и при растяжении первого сжимается.

Оценим чувствительность преобразователя с резонатором на частоту  $f_0$ , толщиной  $h$  и длиной  $2L$ , присоединенным через соединительную прокладку шириной  $\delta$  и высотой  $d$  к центру мембраны толщиной  $H$  и диаметром  $2a$ .

С приемлемой для практики точностью коэффициент преобразователя давление—частота хорошо описывается соотношением

$$K_{\text{пр}} = \frac{\Delta f}{\Delta p} = A \frac{Lh(a^2 - L^2)}{H^3 L(1/\delta + 1/F) - l^2 \ln \frac{\delta/a}{1 - L^2/a^2}}, \quad (5.14)$$

где  $A = \frac{3}{4} f_0 K_\delta$ ;  $F$  — площадь поперечного сечения пьезоэлемента.

В первом приближении  $K_{\text{пр}}$  обратно пропорционален кубу толщины мембраны:

$$K_{\text{пр}} \approx a^2/H^3.$$

Варьируя параметры мембраны, а также размеры пьезоэлемента, можно менять в широких диапазонах значения номинальных преобразуемых давлений и чувствительности датчика. Значения  $K_{\text{пр}}$  (Гц/кПа) для различных сочетаний  $H$  и  $2a$  приведены в табл. 5.5. В числителе дроби даются значения  $K_{\text{пр}}$  для резонатора ЭПК-В (11×4×0,167 мм;  $f_0 = 10$  МГц), в знаменателе — для резонатора АТ-среза (3×8×0,1 мм;  $f_0 = 14$  МГц).

По схеме рис. 5.21,з реализован датчик атмосферного давления. В качестве чувствительного элемента использован двухрезонаторный интегральный преобразователь размерами 15×4 мм (частота ПР около 10 МГц). Элемент закреплен на мембране в трех точках и подключен в схему разностного генератора. Размеры рабочей части профилированной мембраны: диаметр  $D = 20$  мм, толщина  $t = 250$  мкм; периферия — квадрат со стороной 24 мм, толщиной 1 мм. Внутренняя полость БЧЭ вакуумирована. Чувствительность датчика составляет 20 Гц/гПа. Основная погрешность в диапазоне 0—1100 гПа не более  $\pm 0,05\%$ . Диапазон рабочих температур — 40 ÷ +50 °С.

Таблица 5.5

Толщина мембраны Н, мм	Значения $K_{пр}$ при диаметре мембраны $2a$ , мм			
	10	20	30	40
0,2	42	170	380	670
	93	370	835	1500
0,5	2,7	11	24	43
	5,9	24	54	95
1,0	0,34	1,35	3,0	5,4
	0,74	3,0	6,7	11,9
2,0	0,04	0,17	0,38	0,68
	0,09	0,37	0,84	1,49

**Планарные датчики дифференциального давления.** В качестве чувствительных элементов дифференциальных манометров в принципе может использоваться одномембранный вариант по схеме рис. 5.22. Однако область его применений ограничена, поскольку газовый состав, степень загрязненности в подмембранном пространстве, как правило, не обеспечивают высокую стабильность и надежность установленных в нем пьезорезонаторов. Иногда это удается преодолеть применением входных фильтров. Задача изоляции СЧР от внешней среды решается в двухмембранных БЧЭ (рис. 5.23). В первом варианте (рис. 5.23,а) сравнение давлений  $p_1$  и  $p_2$  производится на двух связанных через шток мембранах. СЧР могут располагаться как на одной, так и на обеих мембранах. Во втором варианте (рис. 5.23,б) мембраны соединены только по периферии. Каждая из них работает как преобразователь избыточного давления, равного разности внешнего давления и давления  $p_M$  в межмембранной полости, а дифференциальное давление вычисляется как разность

$$\Delta p = (p_1 - p_M) - (p_2 - p_M) = p_1 - p_2. \quad (5.15)$$

Точность определения  $\Delta p$  зависит от идентичности коэффициентов преобразований двух плеч  $k_1$  и  $k_2$ , где  $k_1 = p_1/\Delta f_1$ ;  $k_2 = p_2/\Delta f_2$ .

Проблемы идентичности существуют и в плоском варианте рис. 5.23,в с тем отличием, что здесь мембраны формируются в одном цикле, что обеспечивает их более высокую идентичность. Кроме того, ПР размещаются на открытых поверхностях, что позволяет вести их настройку. Однако для изоляции требуется дополнительный корпус. Заполнение внутреннего объема БЧЭ газом создает проблему борьбы с так называемым баллонным эффектом, проявляющимся в изменении давления  $\Delta p$  внутри БЧЭ при изменениях температуры  $T$ . Для идеальных газов

$$\Delta p/p = \Delta T/T, \quad (5.16)$$

где  $T$  — абсолютная температура, К.

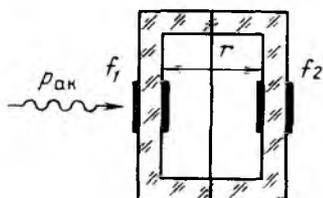
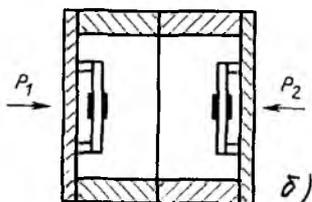
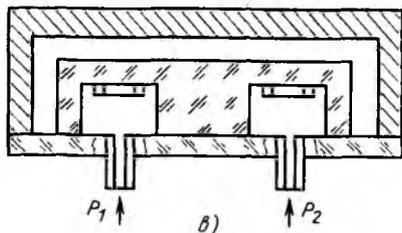
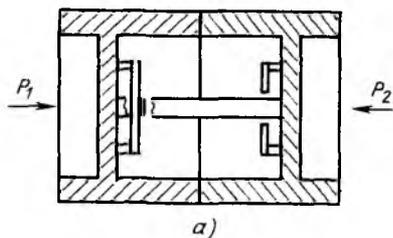


Рис. 5.23. Датчики разности давлений

Рис. 5.24. Датчик акустического давления

Баллонный эффект весьма значителен – при  $\Delta T = 100^\circ$  давление меняется примерно на 30%. В дифференциальных схемах его влияние ослабляется по мере повышения идентичности плеч. Так, при разбросе чувствительностей в 3% температурный сдвиг нуля в схемах рис. 5.23 при  $\Delta T = 100^\circ$  уже не превышает 1% верхнего предела измеряемого перепада, если межмембранный объем герметизируется под атмосферным давлением. Снижение внутреннего давления пропорционально снижает и влияние баллонного эффекта.

В целях максимального использования прочностных возможностей БЧЭ опорное давление должно выбираться из соображений минимального перепада давления на мембране. Проблема идентичности плеч дифференциального ДД более просто решается при использовании в планарном варианте дискретных плоских мембран. В качестве примера [101] описана конструкция датчика разрежения типа ПДК-04, где БЧЭ выполнен в виде двух идентичных мембран толщиной 300 мкм, на каждой из которых приклеивается силочувствительный резонатор типа ЭПК-В.

Мембраны соединяются через кольцо. Все элементы выполнены из пьезокварца одной ориентации. Внутренняя полость БЧЭ заполнена осушенным азотом под атмосферным давлением. Одна из мембран находится под атмосферным давлением, на вторую через штуцер подводится измеряемое давление (разрежение). В изолированной части корпуса размещается схема разностного генератора, формирующего сигнал разностной частоты.

## в) Мезаструктурные датчики акустического давления

Одно из перспективных направлений в проектировании датчиков давления с кварцевыми БЧЭ связано с применением чувствительных элементов, реализованных в форме мезаструктурных резонаторов.

На основе комбинации из двух соединенных между собой идентичных мезаструктурных мембран авторами [101] создан высокочувствительный датчик акустического давления (рис. 5.24). В межмембранном пространстве находится воздух. При работе в режиме приемника акустических сигналов происходит синфазная деформация мембран, поскольку расстояние между ними  $r$  во много раз меньше длины падающей акустической волны ( $\lambda/r \gg 10$ ). Если в исходном состоянии мембраны разгружены, разностная частота на выходе не изменяется вследствие равных чувствительностей резонаторов. Для формирования значительного акустического отклика в межмембранном пространстве создается давление, отличное от окружающего. При этом происходит прогиб мембран в разные стороны, и вследствие нелинейности характеристики давление—частота при подводе акустического давления появляется отклик разностной частоты. Благодаря малой толщине мембраны ( $\approx 30$  мкм) подобный приемник позволяет фиксировать акустические давления на уровне  $10^{-4}$  Па. Диапазон рабочих частот определяется механическими резонансами мембраны и может достигать 40–50 кГц. Нелинейность амплитудной характеристики вследствие малости акустических давлений в сравнении со статическими не превышает долей процента.

## 5.4. ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫЕ АКСЕЛЕРОМЕТРЫ

### а) Общая характеристика [108, 110, 112, 113]

Работа пьезорезонансных акселерометров основана на зависимости частоты силочувствительных резонаторов от инерционного усилия  $F$ , пропорционального значениям ускорения  $w$  и инерционной массы  $m$ :  $F = mw$ . Основные элементы конструкций акселерометров — силочувствительные резонаторы, обычно пьезокварцевые, элементы упругого подвеса (УП), инерционные массы (ИМ), корпус и встроенная электронная схема. Назначение упругого подвеса — передача без искажений на ПР инерционных усилий вдоль оси чувствительности и защита ПР от действия боковых составляющих. С помощью пьезорезонансных акселерометров решаются в основном задачи измерения линейных ускорений. В простейшем варианте реализуются однокомпонентные приборы. Для измерения ускорений по трем координатам применяют либо три отдельных однокомпонентных датчика, либо блок, в котором три подвижные системы с ПР и ИМ сформированы на соответствующих гранях общего основания. В настоящем разделе будут рассматриваться в основном однокомпонентные датчики.

Кварцевые датчики линейных ускорений (КДЛУ), как правило, строят по дифференциальной схеме. К преимуществам этой схемы, кроме традиционных (повышения стабильности, линейности, снижения выходной частоты), относится еще и то, что дифференциальная схема позволяет снизить чувствительность к боковым компонентам ускорения.

Чувствительность дифференциальной схемы по сравнению с однорезонаторной повышается ценой увеличения суммарной инерционной массы. Этого можно избежать, если использовать СЧР, рассчитанные на меньшие номинальные нагрузки. Однако уменьшение поперечных сечений СЧР влечет за собой повышение поперечной чувствительности и снижение частоты механического резонанса конструкций.

Крутизна рабочей характеристики  $S_w$  КДЛУ определяется отношением

$$S_w = \frac{\Delta f}{w} = \frac{\Delta f}{F} m = S_F m. \quad (5.17)$$

Инерционная масса обычно варьируется в пределах от 0,1 до 1000 г, а крутизна характеристики — в пределах  $0,1-10^3$  Гц · с<sup>2</sup>/м.

Практически в КДЛУ используются сдвигово-толщинные резонаторы с частотой 5–15 МГц, реже — низкочастотные ПР с колебаниями изгиба около 30–50 кГц, выполненные в виде двойных камертонов объемного типа.

Порог чувствительности по ускорениям для КДЛУ определяется кратковременной нестабильностью генератора  $(\Delta f/f)_{кр}$  и равен

$$w_n = \frac{(\Delta f/f)_{кр}}{S_w/f}. \quad (5.18)$$

Порог чувствительности по ускорениям можно снизить до  $10^{-4} - 10^{-5}$  м/с<sup>2</sup>. Динамический диапазон КДЛУ достаточно высок. Для сдвигово-вых СЧР он достигает  $10^4 - 10^5$ , для изгибных СЧР, имеющих на 2–3 порядка большие относительные изменения частоты ( $\pm 10 \div 20\%$ ), динамический диапазон в лучших приборах достигает  $10^7 - 10^8$ .

КДЛУ характеризует высокая линейность преобразования, обычно не хуже 0,1 – 0,2%. Это упрощает обработку снимаемой с них информации и, кроме того, устраняет эффект смещения характеристики при вибрационных помехах, характерный для нелинейных преобразователей.

Частотный выход упрощает операции интегрирования ускорения, необходимые при решении навигационных задач в системах управления летательных аппаратов и транспортных средств для определения скорости (однократное интегрирование) и пройденного расстояния (двойное интегрирование).

Наиболее распространенные применения КДЛУ относятся к системам измерений с умеренной точностью (0,05–3%). В этих приборах удачно сочетаются сравнительная конструктивная простота, малые габаритные размеры, масса, потребление энергии и низкая стоимость.

## б) Конструкции акселерометров

Основные разновидности конструктивных схем однокомпонентных КДЛУ представлены на рис. 5.25. Во всех примерах ось чувствительности  $OЧ$  прибора лежит в плоскости чертежа и направлена вертикально.

В схеме на рис. 5.25,а инерционная масса  $M$  укреплена в подвесе УП плоскопараллельного типа. Центр инерционной массы совпадает с плоскостью пьезоэлемента. При ускорении платформы, на которой размещен акселерометр, в вертикальном направлении резонатор подвергается деформациям сжатия (при ускорении вверх в плоскости чертежа) или растяжения (при ускорении вниз) с силой  $F = Mw$ .

Дифференциальный пьезоакселерометр (рис. 5.25,б) содержит две идентичные секции, взаимно развернутые на  $180^\circ$  в плоскости чертежа. При ускорении вдоль оси чувствительности один из резонаторов сжимается, а другой растягивается, чем обеспечиваются равные по абсолютному значению и противоположные по знаку изменения частот пьезорезонаторов. Схема рис. 5.25,в [144] представляет модификацию схемы рис. 5.25,б и отличается использованием дополнительной пружины, создающей предварительное сжатие пьезорезонаторов. Натяг пружины выбирается таким образом, чтобы при всех значениях измеряемых ускорений деформации резонаторов оставались деформациями сжатия. Это дает увеличение диапазона допустимых нагрузок пьезоэлементов более чем на порядок, поскольку, как уже отмечалось, допустимые напряжения сжатия для пьезокварца в 24 раза превышают допустимые напряжения растяжения.

В схеме используются два включаемых дифференциально-изгибных резонатора  $ПР_1$  и  $ПР_2$ , соединяемых с корпусом  $K$  и массой  $M$  струнами. Последние припаиваются или привариваются в узловых точках резонатора. Ускорение укрепленной на упругом подвесе массы вызывает деформации резонаторов по длине.

Дифференциальный пьезоакселерометр, состоящий из двух идентичных секций, представлен на рис. 5.25,д. В каждой из секций центр инерционной массы совмещается с осью пьезорезонатора. В этом случае обеспечивается минимальная чувствительность к боковым ускорениям.

В схеме на рис. 5.25,е увеличение масштабного коэффициента  $S_w$  при фиксированной инерционной массе (или уменьшение массы при фиксированном значении коэффициента  $S_w$ ) достигается использованием рычага. Нетрудно видеть, что увеличение крутизны преобразования по ускорениям, действующим вдоль оси чувствительности, сопровождается и соответствующим усилением влияния поперечных эффектов. Кроме того, в схеме с усилением серьезную проблему представляет наличие перерезывающих сил в центре вращения подвеса  $O$ . Требования прочности вынуждают повышать жесткость подвеса, что в конечном счете отрицательно сказывается на точности акселерометра.

Схема на рис. 5.25,д, в которой центр инерционной массы совмещен с плоскостью пьезорезонатора, подобным недостатком не страдает.

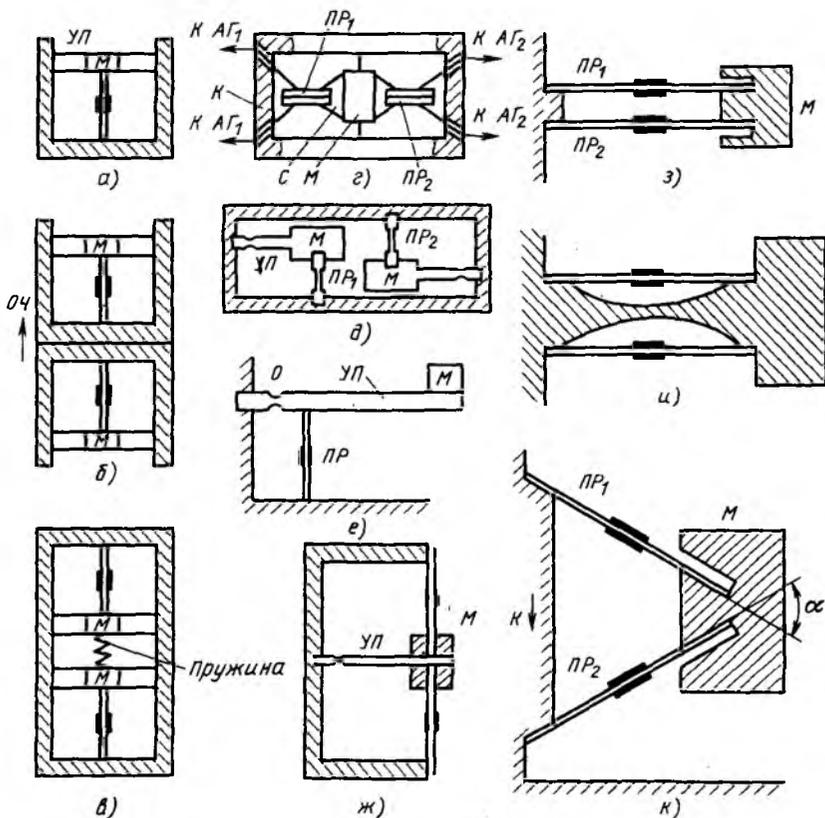


Рис. 5.25. Однокомпонентные частотные акселерометры:

$M$  – инерционная масса;  $УП$  – упругий подвес;  $K$  – корпус;  $C$  – струна-токоподвод

На рис. 5.25,ж представлена схема дифференциального пьезоакселерометра с одной инерционной массой, размещенной между резонаторами. Могут быть применены как дискретные резонаторы, так и резонаторы, сформированные в одной пластине [107]. Как нетрудно видеть, ПР механически включены параллельно жесткому корпусу, поэтому стабильность нуля этих приборов в существенной мере зависит от степени согласованности коэффициентов линейного расширения элементов конструкции, в первую очередь резонаторов и корпуса, а также от совершенства соединительных элементов. В этом отношении дифференциальные схемы, в которых упругие массы разделены (рис. 5.25,б и д), оказываются предпочтительней.

В схемах с двумя инерционными массами паразитные деформации,

порождаемые температурными воздействиями, старением, усадкой, люфтом элементов соединений и другими причинами, приводят к прогибу подвеса. Поскольку жесткость подвеса в направлении оси чувствительности, как правило, мала, усилия на резонатор, вызванные прогибом подвеса, оказываются малыми. Этим и достигается выигрыш в метрологическом отношении разомкнутых схем с двумя массами по сравнению с замкнутыми схемами с одной массой.

С точки зрения простоты конструкции одним из наиболее оптимальных является дифференциальный пьезоакселерометр, выполненный на основе двухрезонаторной рамы (рис. 5.25,з), рассмотренной в § 5.2.

Функции подвеса, инерционной массы в схеме выполняют сами силовочувствительные резонаторы. Рамная конструкция, как было показано выше, обладает свойствами усилителя механических воздействий, что позволяет строить на ее основе пьезоакселерометры с малой инерционной массой (0,1—5 г) для диапазона ускорений 10—200 м/с<sup>2</sup>.

В рассмотренных выше схемах на рис. 5.25 снижение боковой чувствительности достигается применением однонаправленных упругих подвесов, устраняющих поперечное силовое воздействие на пьезорезонатор. Действие боковых компонентов снижается в сотни раз. Поскольку в акселерометре на основе рамной конструкции силовочувствительные резонаторы выполняют и функции элементов подвеса, боковая чувствительность рамной схемы оказывается более значительной.

Так, если под действием вертикальных (в плоскости чертежа) ускорений консоль прогибается вниз, то искривление вызовет ее реакцию на паразитную (горизонтальную) составляющую ускорения, также приводящую к прогибу консоли и появлению ложного сигнала. Горизонтальная составляющая в консольной схеме вызывает ложный сигнал кроме того и за счет неидентичности чувствительностей двух СЧР. Снижения боковой чувствительности можно достичь введением дополнительного упругого элемента, обладающего малой жесткостью вдоль оси чувствительности и существенно большей жесткостью по отношению к воздействиям по другим осям (рис. 5.25,и).

Схема рис. 5.25,к отличается непараллельным расположением СЧР, что позволяет повысить жесткость системы подвеса ИМ, резонансные частоты конструкции и расширить полосу пропускания датчика. Схема рис. 5.25,к по своим свойствам занимает промежуточное место между схемами с прямым и консольным нагружением. При угле  $\alpha = 0^\circ$  она вырождается в схему рис. 5.25,з.

Среди схем, приведенных на рис. 5.25, наименьшей боковой чувствительностью обладают конструкции с прямым нагружением на основе симметричных возвратно-поступательных УП (рис. 5.25,а—в). Несколько большая боковая чувствительность характерна для несимметричных УП, аналогичных показанным на рис. 5.25,д.

Снижение боковой чувствительности дает реализация КДЛУ по дважды дифференциальной схеме (ДДС) с четырьмя СЧР, образующими две

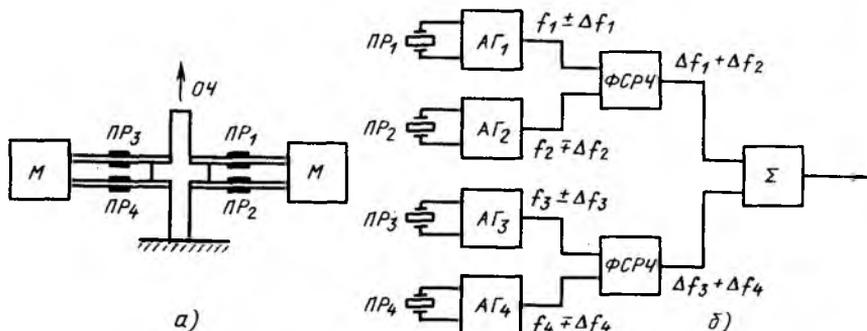


Рис. 5.26. КДЛУ, выполненный по дважды дифференциальной схеме

идентичные консоли (рис. 5.26,а). В этом варианте резонаторы  $ПР_1 - ПР_4$  имеют равные по величине приращения частот при ускорении вдоль ОЧ, причем  $\Delta f_1 = \Delta f_3 = -\Delta f_2 = -\Delta f_4$ . Информация об ускорении формируется в результате вычисления суммы

$$\Delta f_{\Sigma} = (\Delta f_1 - \Delta f_2) + (\Delta f_3 - \Delta f_4) = 4\Delta f_1. \quad (5.19)$$

Увеличение чувствительности вдвое по сравнению с обычной дифференциальной схемой привело к удвоению массы. Если же сумму ИМ в ДДС сделать равной ИМ обычной дифференциальной схемы, то по чувствительности схемы станут равноценны. Выигрыш ДДС проявится за счет увеличения резонансной изгибной частоты при уменьшении ИМ в каждом из плеч. Самое же существенное, что два плеча ДДС будут давать равные по величине и противоположные по знаку реакции на боковые горизонтальные компоненты ускорения и в суммарном приращении  $\Delta f_{\Sigma}$  скомпенсируются.

Таким образом, дважды дифференциальные схемы позволяют в принципе снижать боковую чувствительность в 10 раз и более. Эта, правда, требует примерно двойного усложнения электронной схемы датчика, однако современный уровень микроэлектроники не создает здесь принципиальных препятствий.

При решении конкретных прикладных задач в ходе разработок акселерометров обычно приходится делать выбор между мягкими, но высокочувствительными консольными схемами и жесткими схемами с прямым нагружением, обладающими меньшей чувствительностью.

### в) Примеры практической реализации КДЛУ

*Линейный акселерометр с низкочастотным изгибным ПР* описан в [85]. Чувствительный элемент выполнен в виде интегральной конструкции, объединяющей в моноблоке пьезокварца колеблющуюся пьезо-

пластину и акустический фильтр-пробку (см. рис. 2.17,а). Конструкция дифференциального однокомпонентного акселерометра аналогична приведенной на рис. 5.25,д. СЧР расположены на одной оси, с которой совмещены и центры масс ИМ. Две секции акселерометра идентичны и развернуты под углом  $180^\circ$ . В каждой из секций корпус, упругий подвес и инерционная масса объединены. Резонаторы имеют начальную частоту около 6 кГц, полезные изменения составляют около  $\pm 4$  кГц при нагрузке на элемент  $\pm 9$  Н. Нелинейность характеристики сила – частота одно-резонатора достигает 6%. Нелинейность дифференциального акселерометра существенно меньше (0,1–0,3%). Действительно, зависимость частоты от ускорения имеет вид:

для первого плеча

$$f_1 = f_{01} + k_{11} m_1 w + k_{21} (m_1 w)^2 + k_{31} (m_1 w)^3 + \dots; \quad (5.20)$$

для второго плеча

$$f_2 = f_{02} - k_{12} m_2 w + k_{22} (m_2 w)^2 - k_{32} (m_2 w)^3 + \dots \quad (5.21)$$

Если принять  $m_1 = m_2$ , то выходная разностная частота

$$\Delta f = f_1 - f_2 = (f_{01} - f_{02}) + m_1 w (k_{11} + k_{12}) + (m_1 w)^2 (k_{21} - k_{22}) + (m_1 w)^3 (k_{31} + k_{32}). \quad (5.22)$$

На практике  $k_{21} = k_{22}$ , поэтому сводится к нулю квадратичный член в разложении (5.22) – основной источник нелинейности СЧР и соотношение упрощается:

$$\Delta f = \Delta f_0 + m_1 w A [1 + (m_1 w)^2 B/A], \quad (5.23)$$

где  $A = k_{11} + k_{12}$ ;  $B = k_{31} + k_{32}$ . Компенсация квадратичных членов нелинейности позволяет уменьшить нелинейность дифференциальной схемы до уровня долей процента.

Суточный дрейф разностной частоты прибора лежит на уровне  $\pm 10^{-4}$  Гц. Это в сочетании с низким гистерезисом в конструкции обеспечивает чрезвычайно высокий динамический диапазон измерений – на уровне  $10^{-7} - 10^{-8}$ .

Температурные уходы частоты изгибного СЧР описываются соотношением

$$f = f_0 [1 + T_f^{(2)} (T - T_0)^2]. \quad (5.24)$$

Чувствительность  $K_F$  изменяется по закону

$$K_F = K_{F_0} [1 + T_{K_F}^{(2)} (T - T_0)^2]. \quad (5.25)$$

Можно показать, что

$$T_f^{(2)} = -T_{K_F}^{(2)} \cong \frac{1}{2} T_{S_{11}}^{(2)} \cong 42,6 \cdot 10^{-9} \cdot \text{К}^{-2}, \quad (5.26)$$

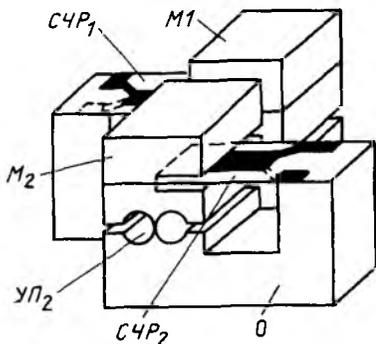


Рис. 5.27. Конструкция дифференциального КДЛУ:

УП – упругий преобразователь; О – основание

где  $T_{S_{11}}^{(2)} = T_K$  второго порядка коэффициента упругой податливости  $S_{11}$ .

Таким образом, в диапазоне изменений температуры на  $\pm 50^\circ \text{C}$  относительно температуры экстремума ТЧХ изменения чувствительности составляют не более 0,01%. Стабильность нуля оказывается еще выше за счет дифференциальной схемы.

Описанный КДЛУ рассчитан на рабочие ускорения до 500–1000 м/с<sup>2</sup>.

**КДЛУ на основе высокочастотных резонаторов.** В СССР разработан унифицированный ряд однокомпонентных датчиков линейных ускорений, основу которых составляют силочувствительные резонаторы типа ЭПК-А. Датчики выполняются по дифференциальной схеме. Принцип действия поясняется рис. 5.27. СЧР размещаются в одной плоскости. Оси вращения упругих подвесов совмещены.

Центр масс подвижной системы находится на пересечении продольной оси симметрии резонатора и перпендикулярной ей плоскости симметрии подвеса. Принятая компоновка двух плеч дифференциальной схемы обеспечивает минимальную боковую чувствительность КДЛУ. Упругие подвесы выполняются вместе с инерционной массой в моноблоке из сплава с высокой стабильностью упругих свойств и ТКЛР, близким к ТКЛР кварца (36НХТЮ, 42НХТЮ).

Рабочий диапазон измеряемых ускорений можно менять в широких пределах введением добавочной инерционной массы либо изменением положения центра масс подвижной системы по отношению к месту закрепления резонатора к инерционной массе. При этом базовый конструктив – основание с интегральным подвесом и присоединениями резонаторов, а также электронный узел датчика остаются неизменными. На этой основе реализован ряд КДЛУ с рабочим диапазоном от 1 до  $10^3$  g.

Основные характеристики приборов – номинальное ускорение  $w_m$ , основная погрешность  $\delta_{\text{осн}}$ , дополнительная температурная погрешность  $\delta_{\text{доп}}$ , начальная частота  $f_0$ , частота первого резонанса подвижной системы  $\nu_1$ , масса КДЛУ – представлены в табл. 5.6.

По своим характеристикам КДЛУ уступают датчикам с изгибными резонаторами, однако в конструктивном отношении они значительно проще.

Один из недостатков КДЛУ с прямым нагружением резонаторов связан с высокой добротностью механической системы ( $Q \approx 100$ ) прибора

Таблица 5.6

Модификация	Параметр					
	$w_t, м/с^2$	$\delta_{осн}, \%$	$\delta_{доп}, \%/^{\circ}С$	$\nu_1, кГц$	$m, г$	$f_0, кГц$
1	$10^4$	1	0,01–0,03	4	50	10
2	$10^3$	0,3	0,01–0,03	1,2	75	10
3	$10^2$	0,1	0,01–0,03	0,4	150	10
4	10	0,1	0,01–0,03	0,12	300	10

на частоте резонанса, что требует принятия мер для защиты пьезоэлементов при вибрациях и ударах. Малые перемещения ИМ затрудняют использование ограничителей хода, стопоров и т.п. В ряде случаев прибегают к установке КДЛУ на дополнительные платформы с демпфированием, однако это может привести к развороту оси чувствительности прибора при деформациях демпфера. Защита пьезоэлементов возможна путем введения между инерционной массой и резонатором дополнительной низкочастотной пружины, растягивающей фронты ударных импульсов и ослабляющей действие перегрузок при вибрациях.

Другой путь — жидкостное демпфирование — реализован в КДЛУ, производимых японской компанией Токио Денпа [111].

Основа датчика (рис. 5.28) — консольный двухрезонаторный преобразователь с непараллельными силовыми чувствительными элементами. Преобразователь находится в среде инертного газа и герметизирован с помощью силфона. Между стенкой корпуса и силфоном заливается демпфирующая жидкость, снижающая колебательность консоли на частоте изгибного резонанса за счет вязкого трения. Степень демпфирования зависит от формы и размеров инерционной массы и коэффициента кинематической вязкости. Оптимальный коэффициент демпфирования (0,6) достигается с силиконовым маслом вязкостью  $1,2 \cdot 10^{-4} м^2/с$ .

В конструкции предусмотрены меры, направленные на термокомпенсацию. Основным источником температурной нестабильности датчика — тер-

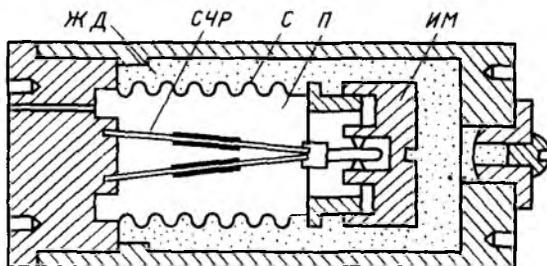


Рис. 5.28. Акселерометр компании Токио—Денпа:

ЖД — жидкостный демпфер; С — силфон; П — подвес; ИМ — инерционная масса

мическое расширение демпфирующей жидкости — приводит к появлению дополнительных деформаций сильфона вдоль консоли. Для снятия возникающих при этом паразитных нагрузок на пьезоэлементы соединение консоли и сильфона с закрепленной снаружи инерционной массой выполняется скользящим. Благодаря этому устраняется влияние термомодеформаций на нулевой сигнал датчика. Одновременно снижается и чувствительность к боковой (горизонтальной) составляющей ускорений и ударов.

Однако смещение массы вдоль консоли меняет момент нагрузки консоли при действии полезных ускорений и, следовательно, крутизну характеристики ускорение—частота. Для компенсации температурной неустойчивости крутизны резонаторы консольного преобразователя подбираются таким образом, чтобы эффекты от расширения жидкости, приводящие к смещению массы, компенсировались встречными эффектами изменения силовой чувствительности СЧР от температуры. Разработанные акселерометры характеризуются максимальным полезным изменением рабочей частоты  $\pm 500$  Гц, двойным запасом прочности при коэффициенте демпфирования 0,6. Линейность составляет 0,2% от верхнего предела, воспроизводимость характеристики 0,2%. Питание 1,5 В, 3,5 мА. Акселерометры работают на кабель длиной до 100 м. Уход нуля датчиков за три месяца составляет около 1% от верхнего предела ( $\Delta f \approx 50$  Гц).

Датчики выполняются в трех модификациях [60], приведенных в табл. 5.7.

Таблица 5.7

Модель	Диапазон ускорений, $m/c^2$	Крутизна преобразования, Гц/( $m \cdot c^{-2}$ )	Габаритные размеры, мм
QA 030 DA	$\pm 30$	167	50 × 20 × 20
QA 100 DA	$\pm 100$	50	40 × 20 × 20
QA 102 NA	$\pm 10\ 000$	0,5	19 × 19 × 22

#### г) Пьезорезонансный наклонномер

Коэффициент чувствительности  $K_{g_0}$  к ускорению силы тяжести  $K_g$  для пьезорезонансных акселерометров меняется в зависимости от ориентации приборов в пространстве по закону

$$K_g = K_{g_0} \cos \alpha, \quad (5.27)$$

где  $\alpha$  — угол между направлением силы тяжести и осью чувствительности акселерометра;  $K_{g_0}$  — чувствительность к ускорению силы тяжести,

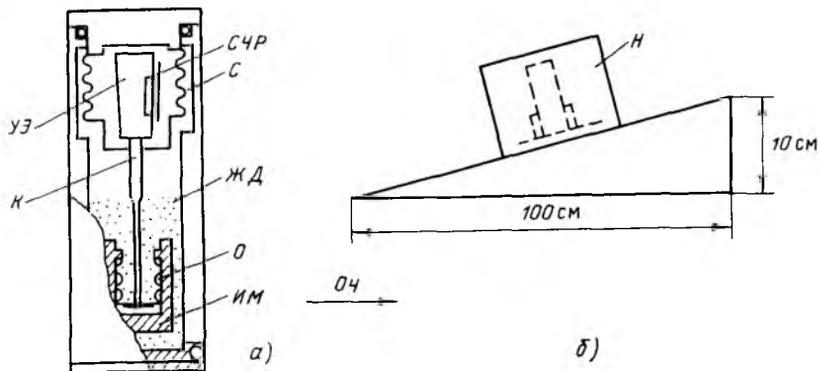


Рис. 5.29. Наклономер:

УЭ – упругий элемент; С – сильфон; ЖД – жидкостный демпфер; О – ограничитель; ИМ – инерционная масса; Н – наклономер; К – корпус

Гц/мс<sup>-2</sup>, при  $\alpha = 90^\circ$ . Для малых отклонений  $\Delta\alpha$  вблизи  $\alpha = 90^\circ$

$$\Delta K_g = K_{g0} \sin \Delta\alpha \cong K_{g0} \Delta\alpha.$$

Соотношение положено в основу работы датчика угла наклона, предложенного компанией Токио Денпа [60]. Конструкция устройства показана на рис. 5.29. Основу датчика составляет консольный преобразователь с силочувствительным пьезорезонатором СЧР. Через длинную штангу он соединяется с инерционной массой ИМ. В рабочем положении ось чувствительности ОЧ развернута относительно оси силы тяжести (отвеса) на угол  $\alpha = 90 \pm 10^\circ$ . Большая длина соединительной штанги ( $\sim 150$  мм) обеспечивает высокую чувствительность  $K_{g0}$ . Однако при этом возникают проблемы эксплуатационной надежности прибора в связи с низкой прочностью преобразователя при ударах и вибрациях. Для повышения механической устойчивости в конструкции предусмотрены жидкостной демпфер ЖД, цилиндрический ограничитель О хода ИМ и ударопоглотитель (см. рис. 5.29,а). Жидкостной демпфер по принципу аналогичен демпферу, примененному в акселерометрах компании, описанных выше. Разделение полости с демпфирующей жидкостью от полости с пьезорезонансными ЧЭ обеспечивается сильфоном С. Зазор между цилиндрической стенкой полости с жидкостью и ИМ выбран исходя из допустимых перемещений конца штанги вдоль ОЧ. Защита от ударов обеспечена подвеской инерционной массы к штанге через промежуточную пружину, сглаживающую перегрузки в вертикальном направлении.

Прибор с датчиком наклона предназначен для инженерных работ при сооружении мостов, дорог и т.п. и выполнен в переносном варианте с питанием от батарей. При замерах наклона прибор устанавливается дном

на контролируемую поверхность. Величина наклона в процентах индицируется через 10 с после нажатия кнопки "пуск" на цифровом индикаторе, выполненном на светодиодах. Пьезорезонансный цифровой измеритель наклона компании Токио Денпа имеет следующие характеристики:

Диапазон измерений, % . . . . .	± 10
Точность, % . . . . .	± 0,2
Разрешающая способность, % . . . . .	± 0,01
Поперечная чувствительность . . . . .	Ничтожно мала при углах наклона до 6°
Диапазон рабочих температур, °С . . . . .	-10 ÷ +50
Габаритные размеры, мм . . . . .	190 × 130 × 230
Масса (с источником питания), кг . . . . .	5,1

## 5.5. ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

**1. Емкостные частотные датчики с пьезоэлектрической стабилизацией.** Как уже отмечалось, частота кварцевого генератора изменяется в функции емкости, включенной последовательно или параллельно резонатору. На этой основе реализуются автогенераторные частотные датчики с перестраиваемой емкостью. Нашли применение два основных варианта подобных пьезопреобразователей:

с управляемой емкостью зазора между электродом и поверхностью пьезовибратора;

с управляемой емкостью, выполненной в виде самостоятельного чувствительного элемента, включенного в цепь автогенератора последовательно с резонатором.

Первый тип преобразователей можно однозначно отнести к *пьезорезонансным с модуляцией геометрии*, поскольку модуляция электрических характеристик цепи с пьезорезонатором достигается изменением расстояния между элементами ПР – вибратора и электродов.

Преобразователи второго типа следует считать преобразователями *емкостного типа*. Использование в них стабилизирующего кварцевого генератора дает этим датчикам определенные преимущества, однако модуляции параметров собственно пьезорезонаторов в этой схеме включения не происходит.

У датчиков давления с модуляцией геометрии изолированный от мембраны электрод, перемещаясь вместе с мембраной под действием давления, изменяет зазор до пьезоэлемента, закрепленного на основании датчика [114] и выполненного в виде линзы АТ-среза. Подобный датчик был применен для внутрисосудистых измерений давления при медицинских исследованиях. Высокочастотный выход обеспечивает беспроводную передачу измерительной информации из тела пациента по радиоканалу.

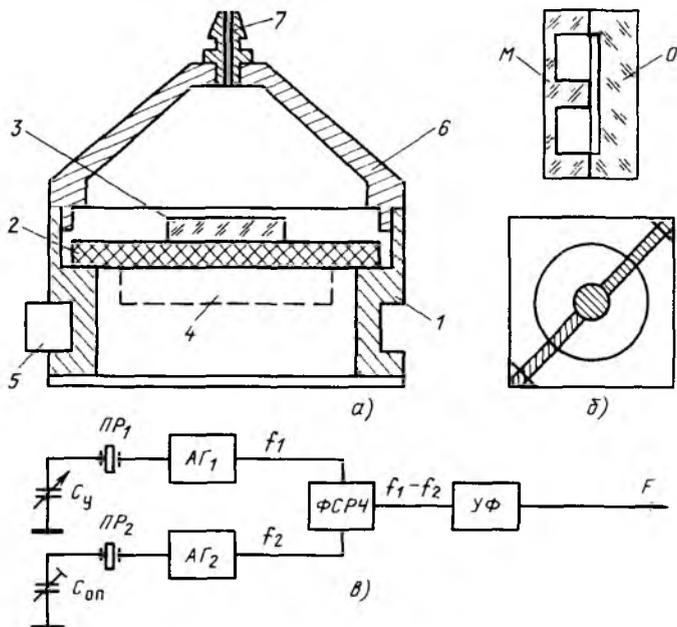


Рис. 5.30. Преобразователь давления ПДКИ-04:

$АГ$  – автогенератор;  $ФСРЧ$  – формирователь сигнала разностной частоты;  $УФ$  – усилитель-формирователь

Датчик давления емкостного типа с кварцевой стабилизацией показан на рис. 5.30. Здесь переменная емкость включается в качестве элемента управления частотой генератора с пьезоэлектрической стабилизацией. Конструкции этих датчиков характеризуются большим разнообразием. Проиллюстрируем ряд существенных особенностей этих приборов на примере датчика атмосферного давления типа ПДКИ-0,3 [115], используемого в составе мультиметра "Электроника МК-1". Емкостный барочувствительный элемент включается в контур автогенератора последовательно с кварцевым ПР.

Частота последовательного резонанса цепочки ПР – емкостный чувствительный элемент (ЕЧЭ) и соответственно частота генератора определяются выражением

$$f = f_a \left( 1 - \frac{0,5m}{1 + C_0/C_y} \right), \quad (5.28)$$

где  $f_a$  – частота параллельного резонанса ПР;  $m$  – емкостное отношение ПР;  $C_0$  – статическая емкость;  $C_y$  – емкость ЕЧЭ. Применение дифференциальной схемы позволяет линеаризовать градуировочную ха-

рактеристику. Действительно, если опорный генератор настроен на частоту параллельного резонанса ПР, включенного в управляемый генератор, то период выходной разностной частоты линейно зависит от давления.

На описанном принципе разработан датчик атмосферного давления типа ПДКИ-03 на диапазон 630–800 мм рт.ст.

Конструкция датчика представлена на рис. 5.30, а.

Датчик давления состоит из металлического корпуса 1, разделенного на две части керамической или ситалловой перегородкой 2, с одной стороны которой находится ЧЭ 3, а с другой — электронная схема датчика 4. Внутренний объем, содержащий электронную схему, герметизирован. Для подсоединения к внешним цепям служит розетка 5, установленная на крышке 6. Для корректировки уходов частоты датчиков служит корректор. Соединение с внешним задатчиком осуществляется через штуцер 7.

Структурная схема датчика (рис. 5.30, в) содержит емкостный ЧЭ  $C_y$ , включенный последовательно с кварцевым резонатором  $ПР_1$  в цепь обратной связи измерительного генератора  $АГ_1$ , опорный кварцевый резонатор  $ПР_2$ , включенный в цепь обратной связи опорного генератора  $АГ_2$ , смеситель-формирователь выходного низкочастотного сигнала  $ФСРЧ$ , корректор частоты  $C_{оп}$ , усилитель-формирователь  $УФ$ .

Емкостный чувствительный элемент (рис. 5.30, б) состоит из жесткого основания  $O$  и мембраны  $M$  с нанесенными на них электродами. Для уменьшения гистерезиса, старения и температурной погрешности основание и мембрана выполнены из монокристаллического кварца среза. Характеристики датчика приведены ниже.

Рабочий диапазон, мм рт.ст. . . . . .	630–800
Коэффициент преобразования, мкс/мм . . . . .	27
Гистерезис и невоспроизводимость, мм рт.ст. . . . .	0,1
Порог чувствительности, мм рт.ст. . . . . .	0,001
Температурный дрейф нуля, мм рт.ст./°С . . . . .	0,1–0,3
Температурный дрейф коэффициента преобразования, отн.ед./°С . . . . .	$2 \cdot 10^{-4}$
Временной дрейф, мм рт.ст./мес . . . . .	0,1
Габаритные размеры, мм . . . . .	70 × 64 × 82
Масса, г . . . . .	350

Для развязки рабочей области мембраны от мест соединения с основанием она выполнена как одно целое с утолщенным бортиком, расположенным по периферии. Внутренний объем ЧЭ вакуумирован. Основание и мембрана соединяются между собой легкоплавким стеклом С-90 в атмосфере воздуха с последующим вакуумированием через специальное технологическое отверстие в основании.

2. Пьезорезонансные датчики для волоконно-оптических каналов [118] связи. Быстрое развитие волоконно-оптических устройств и систем обработки и передачи информации поставило на повестку дня задачу разработки датчиков, обеспечивающих простой ввод измерительной ин-

формации в волоконно-оптические линии связи (ВОЛС). Один из путей решения этой задачи связан с использованием эффектов модуляции параметров оптического излучения при прохождении через колеблющийся пьезокристаллический вибратор. Благодаря упруго-оптическому эффекту [6] поляризованный световой поток, проходя через оптически прозрачный вибрирующий кристалл и выходной анализатор, оказывается промодулированным по яркости, причем частота модуляции совпадает с частотой упругих колебаний в кристалле. Принцип действия ПРД, сопрягаемых с ВОЛС, поясняется рис. 5.31,а. Лазерное излучение через многомодовую ВОЛС подается на поляризатор П. Между поляризатором и анализатором установлен линзовый пьезорезонатор ПР с колебаниями толщинного сдвига. В торцах резонатора выполнены полированные окна, обеспечивающие сквозное прохождение света через центральную зону активных упругих колебаний. К выходному анализатору А присоединена ВОЛС.

При отсутствии колебаний ПР яркость светового потока в выходной ВОЛС близка к нулю. При возбуждении кристалла на резонансной частоте яркость выходного потока становится модулированной с частотой колебаний ПР. Если изменять частоту колебаний путем изменения температуры ПР, толщины пленки, осаждаемой на поверхность, либо силовым воздействием на кристалл, то идентичные изменения частоты модуляции света возникнут и в выходной ВОЛС. На указанном принципе реализуется съем сигнала и с дифференциального датчика с двумя перестраиваемыми ПР (рис. 5.31,б). В этом случае, поставив на пути оптического пучка не один, а два ПР, получают в выходной ВОЛС поток, модулированный с разностной частотой колебаний двух ПР.

**3. Вибрационные микровесы.** В исследовательской лаборатории фирмы Филипс (Голландия) разработаны простые микровесы с частотным выходом с порогом чувствительности на уровне  $10^{-5}$  мг при массе взвешиваемых образцов до 5 мг. В отличие от пьезорезонансных устройств, использующих тензочувствительность либо масс-чувствительность ПР, в предложенном устройстве реализуется зависимость частоты резонансной механической системы с образцовой пружиной жесткостью  $K$  от измеряемой массы  $M$  [117]:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{K/M}. \quad (5.29)$$

Конструкция вибрационных микровесов показана на рис. 5.32. Упругая система представляет V-образную консоль из плавленого кварца. Измеряемая масса подвешивается на острие пружины элемента. Концы консоли крепятся к пьезовибраторам, закрепляемым в основании. Один из пьезоэлементов используется для возбуждения в системе механических колебаний, другой – для съема. Коэффициент передачи по напряжению изменяется в зависимости от входной частоты и максимален, когда она совпадает с резонансной частотой механической колебатель-

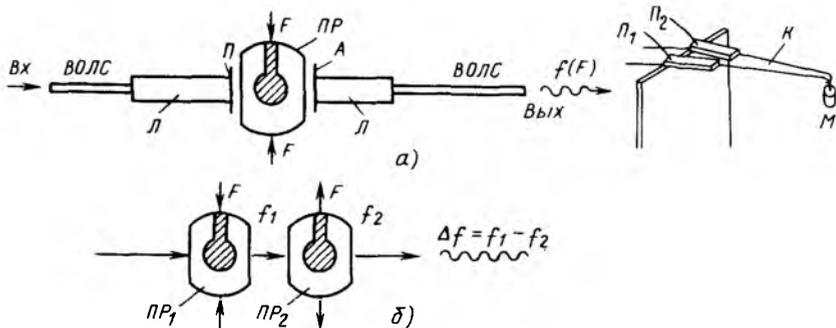


Рис. 5.31. Пьезорезонансный датчик для волоконно-оптических линий связи:

$\Pi$  – поляризатор;  $A$  – анализатор; ВОЛС – волоконно-оптическая линия связи;  $L$  – линза

Рис. 5.32. Вибрационные микровесы:

$\Pi_1, \Pi_2$  – пьезоэлементы;  $K$  –  $V$ -образное коромысло;  $M$  – измеряемая масса

ной системы. Последняя зависит от массы  $M$ , поэтому в схеме измерения предусмотрена автоматическая подстройка частоты входного генератора. В момент появления максимума напряжения на выходном пьезоэлементе фиксируется частота. Встроенный микрокомпьютер в соответствии с занесенной в него калибровочной кривой устройства производит вычисление массы. Весы могут работать в широком диапазоне температур вплоть до точки Кюри пьезокерамических преобразователей ( $180^\circ\text{C}$ ).

**4. Детекторы инфракрасного излучения.** Работа пьезорезонансного детектора базируется на зависимости частоты от термонапряжений, возникающих на границе пьезовибратора, и нанесенной на него пленки, поглощающей тепловой поток [1].

**5. Применение силочувствительных резонаторов для исследования механических напряжений в тонких пленках.** Исследование процессов изменения напряженного состояния в пленках во времени и в функции воздействий различных факторов представляет достаточно сложную задачу, требующую создания аппаратуры с высокой разрешающей способностью.

Показано, что решение этой задачи возможно при использовании силочувствительных кварцевых резонаторов. Суть метода [211, 208] заключается в том, что исследуемая пленка наносится на высокочастотный термостабильный резонатор и по колебаниям частоты во времени при фиксированных условиях (температуре, составе среды и т.д.) оцениваются изменения напряжений в пленке. Основная трудность реализации метода заключается в том, что во многих случаях изменения частоты порождаются не только вариациями напряжений, но и не менее сильными эффектами изменений массы резонатора (из-за процессов сорбции и т.д.).

Для отдельного исследования двух указанных факторов (изменений напряжений и массы) применяется метод двух резонаторов. Метод основан на использовании двух силочувствительных пьезорезонаторов, обладающих равной масс-чувствительностью и противоположными по знаку и примерно равными по значениям коэффициентами интегральной силочувствительности.

Порог чувствительности к изменениям напряжений составляет около 50 Па [116].

## ГЛАВА 6

### ПРАКТИЧЕСКИЕ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДА КВАРЦЕВОГО МИКРОВЗВЕШИВАНИЯ

#### 6.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МЕТОДА

*Кварцевое микровзвешивание* — метод измерений, основанный на применении масс-чувствительных пьезорезонаторов.

*Кварцевые микровесы* — измерительные автогенераторные устройства, предназначенные для преобразования изменений массы, присоединенной к поверхности кварцевого пьезорезонатора, в приращения выходной частоты (реже амплитуды) автогенератора. Метод кварцевого микровзвешивания получил распространение в последние 25 лет, и с каждым годом область его применений расширяется [119–144].

Основные *достоинства* кварцевых микровесов следующие:

1) высокая чувствительность, достигающая 2,5 МГц/мг. Разрешающая способность масс-чувствительных резонаторов, как было показано в § 2.3, достигает  $10^{-11}$  г, что на три порядка выше, чем у лучших микровесов других типов. Погрешность лучших микровесов составляет 1–2%;

2) универсальность. К измерению методом микровзвешивания сводятся измерения множества параметров: толщины пленок, влажности, состава газовых смесей, давления, температуры, концентрации микропримесей, коррозионной стойкости, окислительной стабильности, растворимости, упругости паров, различных физико-химических параметров веществ и т.д.;

3) работоспособность в широком диапазоне температур (от абсолютного нуля до 500–550 °C);

4) независимость результатов измерений от значения силы тяжести и положения в пространстве (изменения резонансной частоты преобразователя достигаются за счет вариаций инерционных сил на поверхности колеблющегося пьезоэлемента). Эта особенность позволяет использовать кварцевые микровесы в условиях невесомости, допускает их работу в произвольном положении относительно гравитационного поля;

5) малые габаритные размеры, высокая устойчивость к ударам, вибрациям, большая химическая и радиационная стойкость, возможность

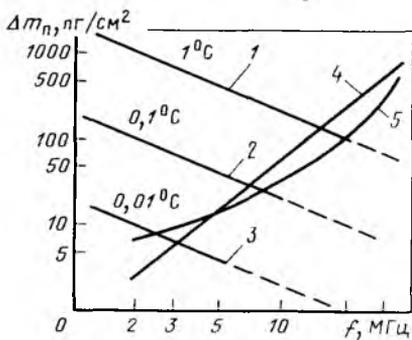


Рис. 6.1. Влияние температуры на порог чувствительности по массе  $\Delta m_p$  в зависимости от частоты  $f$  пьезорезонатора:

1 — нижняя граница при термостабилизации резонатора на уровне 1 °С; 2 — на уровне 0,1 °С; 3 — на уровне 0,01 °С; 4 — нижняя граница при уровне стабилизации амплитуды 0,1 дБ; 5 — нижняя граница из-за снижения добротности

применения для измерений в вакууме (кварцевые резонаторы практически не загрязняют окружающую атмосферу);

б) невысокая стоимость и доступность (основа кварцевых микровесов — термостабильные резонаторы АТ-среза, широко используемые в традиционных устройствах стабилизации частоты).

Характерными недостатками кварцевых микровесов являются:

1) невысокий ресурс работы при использовании в качестве измерителей толщины покрытий. В общем случае суммарная толщина покрытия не должна превышать нескольких микрон. При больших толщинах качество резонатора и точность измерения из-за потерь в пленке существенно снижаются. В принципе можно идти на снятие нанесенных слоев, например, их стравливанием, однако подобная процедура допускается не более 8–10 раз. При большом числе циклов резонатор нередко выходит из строя;

2) воздействие температуры. Представление о требованиях к стабилизации температурного режима микровесов дает номограмма рис. 6.1. Как видно из графика, для обеспечения порога чувствительности микровесов на уровне  $10^{-11}$  г/см<sup>2</sup> требуется весьма жесткий контроль температуры и уровня возбуждения резонатора.

Кварцевые микровесы — датчики сорбционного типа. В них изменения эквивалентных параметров резонаторов происходят за счет наращивания массы, т.е. процесса сорбции вещества, либо уменьшения присоединенной массы, т.е. процесса десорбции вещества. Изменения присоединенной массы могут носить обратимый и необратимый характер.

Отличительная черта селективных масс-чувствительных резонаторов — наличие сорбционного покрытия, обладающего ярко выраженной избирательностью в отношении сорбции — десорбции различных компонентов окружающей среды (например, влагочувствительное сорбционное покрытие или покрытие, избирательно реагирующее на углеводороды, т.д.).

Используются как твердые, так и жидкие сорбенты в виде тонких пленок постоянной толщины. Твердые сорбенты наносятся электрохимическим способом, методом вакуумного напыления, а также в виде

раствора сорбента в растворителе, удаляемом затем химической или термической обработкой пьезоэлемента.

*Жидкие сорбенты* наносятся либо при помощи микрошприца, либо погружением резонатора в сорбирующую жидкость [130].

Выполнение сорбирующих покрытий в виде тонких пленок ограничивает чувствительность, так как она пропорциональна массе сорбента. Вместе с тем тонкопленочный сорбент обеспечивает высокое быстродействие, поскольку сорбционные процессы носят диффузионный характер и время установления равновесного состояния с уменьшением толщины (и вообще массы) сорбента уменьшается.

## 6.2. КВАРЦЕВЫЕ ТОЛЩИНОМЕРЫ

Кварцевые датчики толщины пленочных покрытий — частотные преобразователи на основе масс-чувствительных резонаторов неселективного типа. Основное назначение этих устройств — измерение толщины диэлектрических, полупроводниковых и проводящих пленок в процессе их нанесения; область применений — электронная промышленность, производство интегральных микросхем и т.п.

Кварцевыми толщиномерами в настоящее время оснащено подавляющее большинство установок для вакуумного напыления. Производство кварцевых толщиномеров и приборов контроля процессов напыления освоено рядом промышленных организаций в СССР и за рубежом [1, 119].

### а) Конструкции толщиномеров

Основными элементами конструкции кварцевого толщиномера являются покрытый электродами пьезорезонатор (обычно АТ-среза) и корпус-кассета, предназначенный для крепления пьезоэлемента и присоединения его в электрическую схему. В корпусе предусмотрено отверстие, через которое поток вещества с испарителя осаждается на пьезорезонатор. Центр отверстия совмещается с центром резонатора. Толщиномер устанавливается в напылительной установке в непосредственной близости от подложки, на которую наносятся слои. Это снижает погрешности измерений от пространственной неоднородности потока испаряемого вещества.

Кварцевые толщиномеры позволяют контролировать процесс непрерывно по изменениям частоты пьезорезонатора. Схема включения резонатора — автогенераторная. Все элементы автогенератора и вторичной аппаратуры из вакуумной камеры выносятся. Для соединений используются высокочастотные разъемы и коаксиальные кабели.

Толщиномеры могут использоваться как самостоятельные преобразователи толщина — частота, так и в составе приборов, применяемых для автоматического контроля и управления процессом напыления. Схема типичного прибора с кварцевым толщиномером приведена на рис. 6.2.

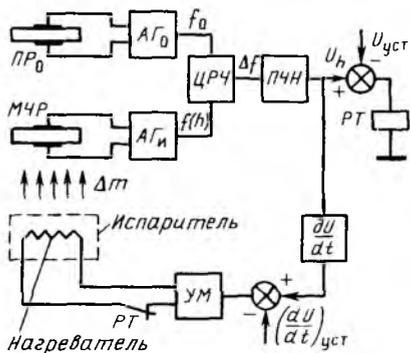


Рис. 6.2. Структурная схема кварцевого толщиномера:

*МЧР* — масс-чувствительный резонатор

Устройство позволяет непрерывно измерять толщину наносимого покрытия, скорость изменения толщины, кроме того, оно формирует сигнал на остановку процесса напыления при достижении уставки по толщине. Устройство формирует сигнал, пропорциональный разности между текущим значением скорости напыления и уставкой по скорости. Частота измерительного генератора  $AG_{и}$  сличается с частотой опорного генератора  $AG_0$ , и сигнал разности частот, являющийся функцией толщины  $h$ , подается на преобразователь частоты в напряжение  $ПЧН$ . Выходное напряжение  $ПЧН$  сравнивается с напряжением уставки по толщине  $U_{уст}$ . Когда напряжение с выхода  $ПЧН$  становится равным  $U_{уст}$ , срабатывает реле  $РТ$ , формирующее команду на прекращение процесса напыления. Дополнительно напряжение  $ПЧН$  дифференцируется, после чего сигнал, пропорциональный скорости напыления  $dU/dt$ , сличается с сигналом уставки по скорости  $(dU/dt)_{уст}$ . Сигнал разбаланса по скорости усиливается усилителем мощности  $УМ$  (обычно на тиристорах), нагрузкой которого является нагреватель испарителя. Изменение тока нагревателя приводит к изменению его температуры и соответственно потока напыляемого вещества. По схеме на рис. 6.2 строится большинство приборов контроля за процессами напыления. Различия между ними не слишком существенны и касаются в основном особенностей организации программно-временных блоков, блоков задания уставок, цепей сигнализации, числа рабочих поддиапазонов и т.п.

Кварцевые толщиномеры применяются для контроля пленок с толщиной не более нескольких микрон. Если толщина покрытия достигла предельного значения и дальнейшее напыление недопустимо, работоспособность толщиномера восстанавливается, например, путем стравливания нанесенной пленки. Градиуровочная характеристика при этом остается практически неизменной.

В тех случаях, когда на подложку наносятся более толстые пленки, прибегают к использованию так называемого диафрагменного метода, при котором между испарителем и датчиком ставится равномерно вращающийся экран с секторным вырезом. В результате только часть испаряемого вещества попадает на резонатор.

## б) Погрешности измерений кварцевых толщиномеров [1]

Погрешности измерений кварцевых толщиномеров обычно лежат в пределах 1–5%. Наиболее весомыми являются методическая погрешность (мультипликативная) и погрешность от воздействия температуры (аддитивная).

Существование методической погрешности вызвано тем, что датчик и подложка находятся в различных точках вакуумной камеры. Уменьшить методическую погрешность можно, например, размещая подложку и датчик на вращающейся карусели, так чтобы суммарные потоки осаждаемого вещества были для них за время измерения равны. \*

Воздействие температуры приводит к дрейфу частоты резонатора. Так как температура испарителя может превышать 1000–1300 °С, то потоки тепла с него оказываются весьма значительны и могут изменить среднюю температуру резонатора на 20–100 °С.

Кроме того, из-за однонаправленного переноса тепла от испарителя к датчику резонатор оказывается прогретым неравномерно, температурный градиент вызывает появление термонапряжений и через тензочувствительность возникают дополнительные уходы частоты, изменяющиеся с изменением мощности, излучаемой испарителем. Экспериментально найдено, что вклад от температурных градиентов может составлять  $\Delta f/f \approx (30 \div 70) \cdot 10^{-6}$ . Температурный дрейф частоты толщиномеров можно снизить несколькими способами.

1. Конструктивными средствами снижают воздействие теплового потока на резонатор. Для этого уменьшают сечение отверстия, через которое напыляется пленка, располагают на пути потока перфорированные экраны, помещают толщиномер на максимальном удалении от испарителя, добиваются снижения отражений светового излучения внутри камеры. Разогрев кристалла, вызываемый бомбардировкой его электронами, снижают путем применения магнитной отклоняющей системы, совмещенной с толщиномером.

2. Улучшают отвод тепла при помощи системы водяного охлаждения, встроеной в толщиномер (рис. 6.3).

3. Применяют схемы стабилизации температуры резонатора, для чего на поверхности толщиномера либо вблизи него располагают датчик температуры. Последний включают в контур регулирования температуры испарителя либо дополнительного нагревателя, размещаемого с менее нагретой стороны резонатора.

4. В корпусе толщиномера размещают два резонатора дифференциальной схемы, обеспечивая хороший тепловой контакт между ними. В качестве датчика в этом случае используется один из резонаторов. Значительное улучшение температурной стабильности достигается, если два резонатора размещаются в одной пьезопластине.

В этом случае защита опорного резонатора от осаждаемой массы производится с помощью прозрачного экрана, например тонкого кварцевого

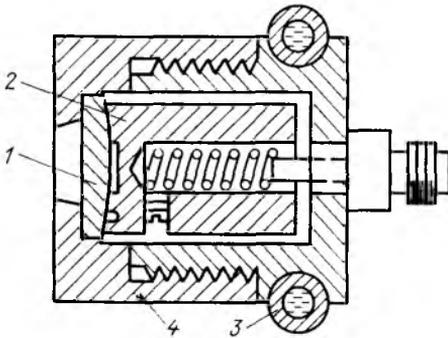


Рис. 6.3. Конструкция толщиномера:

1 — пьезорезонатор; 2 — фиксатор-теплопровод; 3 — радиатор водяного охлаждения; 4 — крышка с отверстием для напыления

го стекла, пропускающего тепловой поток. Следует, однако, иметь в виду, что тепловая прозрачность экрана по мере его запыления падает.

5. Используют резонаторы с оптимальной для рабочего диапазона температур ориентацией пьезоэлемента. Эта мера позволяет снизить дрейф от изменений средней температуры резонатора.

6. Интересные возможности открывает применение в качестве толщиномеров резонаторов *SC*-среза. В этом случае более эффективно устраняются выбеги частоты при скачках температуры. Кроме того, использование второй, термочувствительной моды резонатора позволяет вводить в результаты измерений толщины поправки по температуре. Осуществить эту процедуру нетрудно, поскольку созданные в последние годы кварцевые измерители толщины, как правило, используют встроенные микропроцессоры, существенно расширяющие функциональные возможности приборов и облегчающие их эксплуатацию. Характеристики приборов обычно лежат в пределах:

Рабочая частота пьезоэлемента, МГц . . . . .	1–10
Чувствительность, Гц/Å . . . . .	1–3
Погрешность измерения толщины, % . . . . .	± 2 (1–3)
Диапазон измеряемых скоростей, Гц/с . . . . .	30–5 · 10 <sup>3</sup>
Точность измерения скорости, % . . . . .	± (1–5)
Временная нестабильность частоты за 1 час · 10 <sup>6</sup> . . . . .	1–30

### 6.3. ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫЕ ДАТЧИКИ ВЛАЖНОСТИ

#### а) Принцип действия

Пьезорезонансные датчики влажности — гигрометры — являются разновидностью селективных преобразователей сорбционного типа, выполненных на основе пьезорезонаторов с селективным влагочувствительным покрытием. Пьезорезонансные гигрометры делятся на преобразователи с амплитудным и частотным выходами. В преобразователях с частотным выходом модуляция частоты в функции влажности вызывается изменением массы воды, сорбированной влагочувствительным покрытием резонатора. *Частотные гигрометры* строятся на высокочастотных

резонаторах АТ-среза с нанесенным на них тонкопленочным сорбционным покрытием. В *амплитудных гигрометрах*, выполняемых на резонаторах с колебаниями сдвига по контуру, доминирующим эффектом являются изменения потерь, вызванных рассеянием акустической энергии в неупругом, заполненном водой слое сорбирующего вещества.

Согласно предложенной в гл. 1 классификации *амплитудные гигрометры* правильнее относить к преобразователям *акустическостительного типа*. *Частотные* гигрометры следует относить к преобразователям, использующим *масс-чувствительность* пьезорезонаторов.

В амплитудных гигрометрах измерение влажности производится косвенно — о влажности судят не прямо по количеству сорбированной воды, а по тому, как сильно ее влияние на акустические свойства резонатора. Косвенный метод измерений предопределяет трудности достижения высоких точностей. В частотных пьезорезонансных гигрометрах влажность измеряется непосредственно по изменениям массы сорбированной на резонаторе влаги. Благодаря этому частотным гигрометрам присуща более высокая точность, что позволило создать в последние годы на их основе высокоточные автоматические приборы и лабораторные поверочные устройства. По указанной причине в настоящем разделе основное внимание уделяется частотным гигрометрам [123—126, 130, 131].

**Пьезорезонансные гигрометры — датчики относительной влажности.** Количество сорбированной в покрытии влаги зависит при заданной температуре от отношения парциального давления паров воды  $p_{п}$  к давлению насыщения паров  $p_{н}$  при этой температуре. Таким образом, пьезорезонатор является преобразователем отношения  $p_{п}/p_{н}$  (или относительной влажности) в частоту.

Область применения пьезорезонансных гигрометров можно разбить на две основные группы. К первой из них относится применение гигрометров для измерения собственно влажности, ко второй — применение гигрометров в комбинации с дополнительными преобразователями для косвенного измерения различных физико-химических характеристик исследуемых сред.

## б) Сорбенты

Выбор сорбента — один из наиболее ответственных моментов при проектировании гигрометров. Основными требованиями к материалу гигроскопического покрытия наряду с требованием высокой чувствительности являются линейность и температурная стабильность преобразования относительной влажности в приращение массы сорбированной влаги, малые гистерезис и старение, воспроизводимость, высокая селективность (низкая сорбционная способность к побочным компонентам среды), простота технологии нанесения сорбента. Специфическим требованием является малое значение акустических потерь, вносимых сорбентом.

Большинство гигроскопических материалов, за исключением жидкостей и сравнительно малочувствительного фтористого магния, обла-

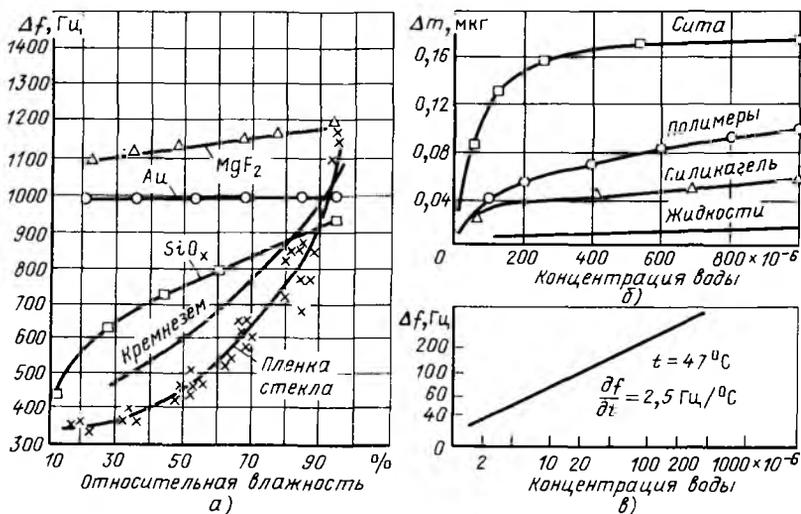


Рис. 6.4. Характеристики гигроскопических материалов:

а – изменения частоты в функции относительной влажности; б – изотермы абсорбции (зависимость присоединенной массы от концентрации воды в миллионных долях); в – зависимость частоты от концентрации воды для резонатора, покрытого растворимым в воде сульфированным полистироном

дает нелинейной изотермой сорбции (рис. 6.4). Ряд материалов (сита, полимеры) характеризуются большей влажочувствительностью в области малой относительной влажности и поэтому наиболее подходят для работы при малых концентрациях ( $0-10^{-7}$ ). Другие материалы (стекла,  $\text{SiO}_x$ ) более пригодны для измерений влажности воздуха (концентрации  $10^{-4} - 3 \cdot 10^{-2}$ ). Практически в пьезорезонансных гигрометрах используются пленки стекла, кремнезем  $\text{SiO}_x$ ,  $\text{MgF}_2$ , сульфированный полистирол, раствор капрона в муравьиной кислоте [130]. Отсутствие гистерезиса позволяет производить широкодиапазонные измерения влажности с высоким разрешением. Так, покрытие  $\text{SiO}_x$  обеспечивает порог чувствительности на уровне 0,04% при изменении относительной влажности от 0 до 100%, а сульфированный полистирол позволяет регистрировать изменение концентраций воды на уровне  $10^{-7}$  в диапазоне от 0 до  $30 \times 10^{-3}$  (100% относительной влажности) [1, 123, 45, 131, 126].

Важной характеристикой гигроскопических покрытий является селективность. Высокой селективностью обладает сульфированный полистирол, для которого способность сорбировать пары воды превышает способность сорбировать большинство других компонентов ( $\text{H}_2$ ,  $\text{H}_2\text{S}$ ,  $\text{C}_n$ , метан, этан, этилен, пропан, изобутан, *n*-бутан) в  $10^6 - 10^7$  раз.

### в) Приборы для измерения влажности [123, 126]

Пьезорезонансные датчики с влагочувствительными сорбционными покрытиями нашли в СССР и за рубежом широкое применение в промышленных приборах для измерения влажности. Производство измерителей влажности освоено Ангарским ОКБА НПО "Химвавтоматика". Основа всех приборов — дифференциальный датчик, содержащий рабочий генератор с пьезосорбционным чувствительным элементом, опорный кварцевый генератор, формирователь разностной частоты и усилитель. Блок измерений состоит из преобразователя разностной частоты в аналоговый или цифровой сигнал и устройства линейризации статической характеристики. Во всех измерительных схемах гигрометра предусмотрена возможность передачи сигнала от датчика к блоку измерений по кабелю длиной до 300 м. В качестве чувствительных элементов применяются пьезорезонаторы АТ-среза, в качестве сорбента используется поли-ε-капроамид, напыляемый из раствора на поверхность пьезоэлемента с последующей термостабилизацией [123]. Статическая характеристика влагочувствительного элемента представлена на рис. 6.5.

Конструкция влагочувствительного элемента содержит перфорированный колпачок с прилегающим к нему изнутри фильтром Петрянова, защищающим пьезоэлемент от прямых попаданий частиц пыли и т.п. на резонатор. На основе датчиков подобного типа в Ангарском ОКБА выпускаются гигрометры ВОЛНА-1М, ВОЛНА-2М, ВОЛНА-5, ДЕЛЬТА-1. Характеристики приборов приведены в табл. 6.1. Гигрометры ВОЛНА-2М и восьмиканальный ДЕЛЬТА-1 комплектуются самопишущими потенциометрами КСП. Для улучшения динамических характеристик в гигрометре ВОЛНА-5 применен ЧЭ с более высокой резонансной частотой (9 МГц) и тонким сорбционным слоем.

Все перечисленные приборы предназначены для работы в диапазоне относительных влажностей 0–100 %.

Современные технологические процессы требуют контроля микроконцентраций влаги в газах различного состава. Использованием в качестве сорбента пленки силикагеля обеспечивается измерение объемной доли влаги в газах в диапазоне  $(1-1000) \times 10^{-6}$ . На этой основе в АОКБА совместно с Московским институтом электронной техники разработаны гигрометры ИСТОК-1 и ИСТОК-2.

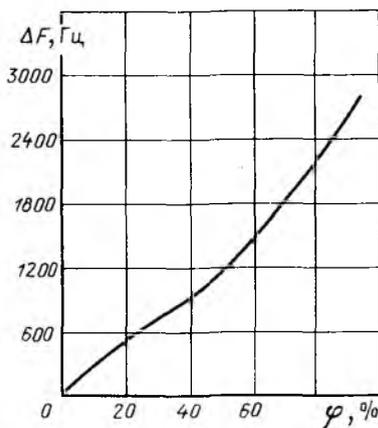


Рис. 6.5. Статическая характеристика влагочувствительного пьезорезонатора

Таблица 6.1

Наименование характеристики	Значения характеристик гигрометров типа				
	ВОЛНА-1М	ВОЛНА-2М	ВОЛНА-5	ДЕЛЬТА-1	ПАРУС
Анализируемая среда	Воздух, инертные газы	Воздух, инертные газы	Воздух, инертные газы	Воздух, инертные газы	Атмосферный воздух
Диапазон измерений (% относительной влажности, гПа)	0-100%	0-100%	0-100%	0-100%	0,1-75 гПа
Основная абсолютная погрешность	1,5%	2,0%	2,5%	2,0%	0,1-4,5 гПа
Динамические характеристики, мин:					
постоянная времени	2,0	2,0	0,25	2,0	-
время установления выходного сигнала	16,0	16,0	2,5	16,0	2,5
Температура анализируемой среды, °С	0-60	0-60	0-60	5-60	-40 ÷ +41
Температура окружающей среды, °С	5-50	5-50	5-50	5-50	5-50
Давление анализируемой среды, кПа	40-133	40-133	40-133	40-133	40-133
Вероятность безотказной работы за 2000 ч	0,9	0,9	0,92	0,9	0,9 за 1000 ч
Средний срок службы, лет	6,0	6,0	8,0	6,0	6,0
Исполнение	Переносной, цифровой	Промышленный, регистрирующий	Переносной, цифровой	Промышленный, цифровой, регистрирующий	Промышленный цифровой

Принцип действия гигрометра ИСТОК-1 заключается в одновременном преобразовании относительной влажности с помощью пьезосорбционного ЧЭ (ПСЧЭ) с силикагелем и температуры газа с помощью кварцевого термопреобразователя в объемную долю влаги [123].

В гигрометре ИСТОК-2 измеряемое с использованием ПСЧЭ с сили-

Таблица 6.2. Значения характеристик приборов

Наименование характеристики	Гигрометр ИСТОК-1	Гигрометр ИСТОК-2	Влагомер ПРИБОИ
Анализируемая среда	Пропилен, азот, воздух	Этилен, пропилен, винилхлорид, азот, воздух	Бензол, толуол
Измеряемая величина	Объемная доля влаги	Объемная доля влаги	Массовая доля влаги
Диапазон измерений	1–1000 млн <sup>-1</sup>	1–1000 млн <sup>-1</sup>	0–100 млн <sup>-1</sup> 0–500 млн <sup>-1</sup>
Основная приведенная погрешность	+10% в области значений 1–10 и 10–100 млн; ±5 в области значений 100 – 1000 млн <sup>-1</sup>	±10 в области значений 1–10 и 10–100 млн <sup>-1</sup> ; ±5 в области значений 100 – 1000 млн <sup>-1</sup>	±20% наибольшего значения диапазона измерений
Время установления показаний, мин	15	30	30
Температура анализируемой среды, °С	20–50	5–50	20–50
Температура окружающей среды, °С	5–50	5–50	5–50
Давление анализируемой среды, кПа	343–589	147–981	393–589
Вероятность безотказной работы за 1000 ч	0,9	0,9	0,9
Срок службы, лет	6,0	6,0	6,0
Исполнение	Промышленный, цифровой, регистрирующий	Промышленный, цифровой, регистрирующий	Промышленный, цифровой, регистрирующий

кагелем значение относительной влажности преобразуется в объемную долю влаги с помощью термостатирования камеры с ПСЧЭ. Это позволило уменьшить температурную погрешность гигрометра ИСТОК-2 по сравнению с гигрометром ИСТОК-1. Кроме того, у него расширена номенклатура анализируемых сред.

Датчики этих гигрометров, предназначенные для измерений объемной доли, выполнены во взрывозащищенном исполнении. В комплект гигрометров входит самопишущий потенциометр.

Технические характеристики гигрометров ИСТОК-1 и ИСТОК-2 приведены в табл. 6.2.

Гигрометр ПАРУС предназначается для измерения парциального давления водяного пара в диапазоне от 0,1 до 75 кПа при температуре от –40 до +41 °С. Для обеспечения высокой точности и чувствительности в

широком диапазоне измерений влажности, а также быстрей действия при отрицательной температуре в измерительной схеме используется суммарный сигнал от двух сорбционных элементов — с пленкой поли-ε-капроамида и с пленкой силикагеля. Камера с сорбционными элементами термостатируется при положительной температуре.

Во влагомере ПРИБОЙ, предназначенном для контроля микропримесей влаги в бензоле и толуоле, реализуется принцип преобразования влажности анализируемой жидкости с помощью термостабилизированного резонатора с пленкой силикагеля в сигнал, функционально связанный с массовой долей влаги в жидкости.

Одним из существенных недостатков сорбционных гигрометров является большое время последствия при десорбции влаги с гигроскопического покрытия. Этот недостаток особенно существенно сказывается при измерениях микроконцентраций паров воды ( $10^{-6} - 10^{-7}$ ) и заключается в том, что процессы десорбции протекают в десятки и сотни раз дольше, чем процессы сорбции. Нередко время десорбции может составлять 1 ч и более. При меньшем времени измерения инерционность процесса десорбции воспринимается как гистерезис. Борьба с этим явлением состоит в использовании принудительной циклической десорбции, осушке сорбирующего покрытия.

Принудительная десорбция может осуществляться одним из трех основных методов [130–132, 134, 136]:

подводом к влагочувствительному резонатору потока осушенного воздуха;

форсированным испарением влаги при повышенной температуре; снижением давления газа в рабочем объеме.

Возможности метода принудительной десорбции осушенным потоком в полной степени реализуются в схеме на рис. 6.6 с циклическим попеременным переключением осушенного и рабочего потоков на два идентичных влагочувствительных резонатора. На каждый из резонаторов поочередно подаются поток осушенного газа 1 и поток газа 2, влажность которого измеряется. Принцип циклического переключения потоков лежит в основе работы прецизионного анализатора американской компании "Дюпон" (модель 510), порог чувствительности которого по концентрации влаги составляет  $5 \cdot 10^{-8}$  [131].

Столь же высокая разрешающая способность, селективность и быстрей действие достигаются в схеме гигрометра сорбционно-десорбционно-го типа с программным изменением температуры. В схеме используются два подогревных резонатора, один из которых влагочувствительный [131].

Оба резонатора работают в одном потоке. Пленочные нагреватели обеспечивают плавное изменение температуры резонаторов в пределах от 22 до 250 °C.

Пьезорезонансные датчики влажности широко используются в экспериментальных исследованиях. Один из примеров — применение гидро-

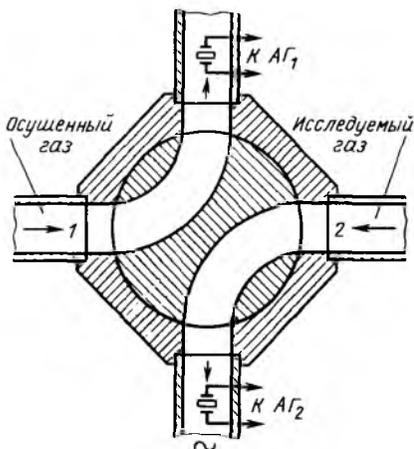


Рис. 6.6. Конструкция устройства для принудительной десорбции

метра в радиозонде, предназначенном для комплексного измерения влажности, давления и температуры в тропосфере. Измерительный резонатор покрыт тонкой пленкой оксидов кремния  $\text{SiO}_x$  и реагирует на изменения относительной влажности. Второй резонатор выполняет роль опорного в дифференциальной схеме и одновременно задатчика несущей 72 МГц радиопередатчика с амплитудной модуляцией. При относительной влажности свыше 40% характеристика относительная влажность — частота — близка к линейной, чувствительность составляет 6,5 Гц на 1% относительной влажности. Порог чувствительности датчика не хуже 0,04%, а постоянная времени около 0,02 с для температурного диапазона  $+20 \div -50$  °C [45].

#### 6.4. СЕЛЕКТИВНЫЕ СОРБЦИОННЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

На сегодня получили распространение два основных типа селективных анализаторов на основе детекторов пьезорезонансного типа. В анализаторах первого типа используется комбинация из пьезорезонансного гигрометра и дополнительного селективного преобразователя исследуемого компонента в пропорциональные количества воды, измеряемые этим гигрометром. Основу анализаторов второго типа представляют селективные детекторы (СД), выполненные на базе масс-чувствительных пьезорезонаторов, покрытых селективными сорбентами [129–138].

##### а) Газоанализаторы на основе пьезорезонансных гигрометров

Гигрометрический газоанализатор этого типа содержит три основных блока: входной безнагревный блок осушки, блок селективного термического или химического преобразования исследуемого компонента в воду и блок измерения концентрации паров воды (блок гигрометра) [1].

Входной блок осушки обеспечивает полное удаление воды из исследуемой смеси. Осушка производится без нагрева, поскольку воздействие температуры может привести к изменению химического состава.

Функция второго блока — преобразование одного или нескольких компонентов осушенной смеси в пропорциональное количество паров

воды. Концентрация паров затем измеряется при помощи пьезорезонансного кварцевого гигрометра.

В зависимости от состава смеси и типа анализируемого компонента возможны различные схемы преобразования. Наиболее простая из них основана на сжигании осушенной смеси с образованием в процессе горения паров воды.

Селективное сжигание различных компонентов обеспечивается выбором температуры горения. Меняя температуру сжигания, можно регулировать число сгорающих и образующих воду углеводородов.

Водород вступает в реакцию с кислородом, образуя воду в результате адсорбции на платине при  $150^{\circ}\text{C}$ . При этой температуре в воду переходит практически весь водород, только 2% метанола и этанола, 0,05% ацетона и менее  $10^{-3}\%$  пентана, бензина и метана, что свидетельствует о высокой селективности при детектировании водорода. По описанной схеме строится детектор паров спирта. В частности при сгорании каждой молекулы этилового спирта образуется три молекулы воды.

Уместно отметить, что реакция между водородом и кислородом в присутствии платины (или палладия) в качестве катализатора идет с выделением заметного количества тепла: из каждого грамма водорода, превращенного в воду, образуются около 125 кДж. При использовании пьезорезонаторов с высокой термочувствительностью это позволяет обнаруживать концентрацию водорода или кислорода на уровне  $10^{-6}$ .

Селективное преобразование в воду можно осуществлять многими реакциями, что позволяет детектировать  $\text{CO}_2$ ,  $\text{SO}_2$ ,  $\text{SO}_3$ . Превращение окиси и закиси азота в воду или аммиак осуществляется реакцией восстановления при  $250^{\circ}\text{C}$  с палладием в качестве катализатора [131].

#### **б) Анализаторы на основа пьезорезонансных детекторов с селективными сорбентами**

Подобно тому как в кварцевых гигрометрах селективность реакции на воду достигается за счет использования пьезорезонатора с влагочувствительным покрытием, селективная реакция сорбционных детекторов на другие вещества обеспечивается за счет применения сорбентов со специально подобранными характеристиками [129–133, 135, 138].

Избирательные сорбенты делятся на жидкие и твердые. Достоинства жидких сорбентов – быстрое действие и линейность сорбционной характеристики. Для твердых характерна высокая чувствительность, достигающая, как правило, максимальных значений при низких концентрациях сорбируемого вещества.

Одним из основных источников нестабильности сорбционных детекторов являются изменения температуры: для всех без исключения детекторов сорбционная способность меняется с температурой весьма существенно (до 10% на  $1^{\circ}\text{C}$ ).

Другой важный момент, который следует принимать во внимание, – старение сорбента и, как следствие, изменение его чувствительности во

времени. По данным [131], этот эффект наиболее ощутим для детекторов с жидким сорбентом, для которых дрейф чувствительности может достигать 10–20% в месяц.

Основные преимущества СД с избирательными сорбентами перед рассмотренными селективными СД на основе гигрометров состоят в их простоте и универсальности: множество различных веществ может быть проанализировано на единой физической основе, единым методом, без применения дорогостоящего и громоздкого оборудования.

Единственное различие селективных СД на разные вещества заключается только в составе сорбирующего покрытия.

Основные типы сорбентов, используемых в селективных пьезорезонансных детекторах, приведены в [129–138].

Анализ состава при помощи СД с избирательными сорбентами может производиться как в спокойной атмосфере (погружные СД), так и в газовых потоках (проточные СД).

Существует два основных метода анализа:

*прямой метод*, при котором СД работает непосредственно в исследуемой среде и концентрация компонента оценивается по изменениям частоты пьезорезонатора;

*хроматографический метод*, при котором проба с исследуемым веществом пропускается в потоке газа-носителя через хроматографическую колонку, разделяющую смесь на компоненты. Селективный детектор устанавливается на выходе колонки. Обнаружение, идентификация и количественная оценка содержания одного или нескольких компонентов производятся по изменениям частоты на выходе детектора во времени [131, 134].

Наиболее интересной особенностью СД является низкая чувствительность к составу газа-носителя. Практически характеристики СД не меняются при замене легкого носителя, а именно, гелия воздухом. Это позволяет использовать в качестве носителя более тяжелые и менее дорогие недефицитные газы.

Чувствительность пьезорезонансных СД растет по экспоненциальному закону с увеличением температуры кипения компонента. Вследствие этого пики в конце хроматограммы (рис. 6.7), соответствующие большой молекулярной массе, увеличиваются по высоте. Это делает СД пригодными для низкотемпературной хроматографии и для хроматографии тяжелых веществ.

Соотношение сигнал/шум для СД превышает  $10^4$ . Частотный выход упрощает обсчет параметров хроматограммы (высоты, площади, длительности пиков).

Дифференциальные схемы на двух селективных СД позволяют подавлять на хроматограмме пики, соответствующие одним компонентам, и выделять пики других компонентов. Например, в хроматограмме газа с парафинами и ароматическими соединениями удастся полностью подавить сигнал либо от парафинов, либо от ароматических соединений;

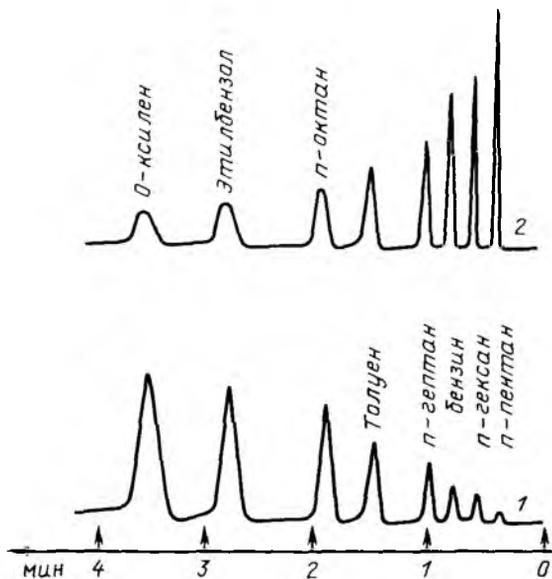


Рис. 6.7. Хроматограммы сорбционного пьезорезонансного детектора (кривая 1) и детектора теплопроводности (кривая 2)

идентифицировать полярные и неполярные вещества; определять ароматичность и температуру кипения.

Для идентификации веществ, определения температуры кипения и ароматичности используется комбинация из двух СД и одного ДТП [131].

Конструктивно СД для газовой хроматографии выполняется в виде покрытого сорбентом резонатора, помещенного в металлическом корпусе с патрубками для ввода и вывода потока (рис. 6.8). Габариты СД (без учета патрубков) невелики, а рабочий объем менее  $0,2 \text{ см}^3$ . Малые габариты ячейки в сочетании с малой массой сорбента позволяют снизить постоянную времени СД до 10–20 мс.

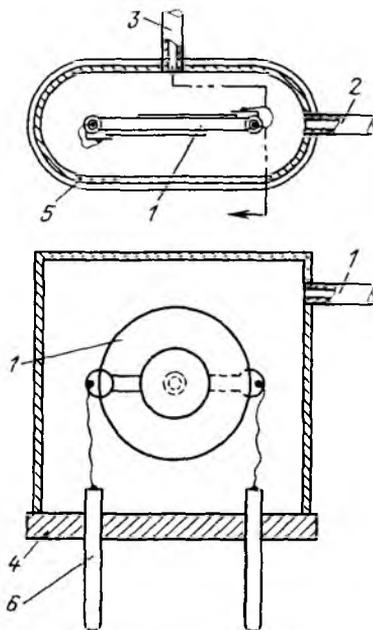
В газоанализаторах находят применение схемы с фазовой автоподстройкой частоты (см. рис. 3.9). Напряжение на выходе фазового дискриминатора характеризует количество исследуемого компонента, прошедшее через детектор. Подобная схема находит применение в анализаторах микропримесей [131].

#### в) Измерение степени загрязнения жидкостей [141]

Контроль степени чистоты жидкостей является важнейшим требованием для многих производств. Простой и высокочувствительный прибор для оценки степени загрязнения жидкостей основан на измерении массы сухого остатка, осадившегося на поверхности масс-чувствительного резонатора. Процедура измерений предусматривает отбор микродозы исследуемой жидкости и помещение ее на пьезорезонатор. Затем производится нагрев пьезорезонатора, приводящий к испарению жидкости. Су-

Рис. 6.8. Конструкция хроматографической ячейки:

1 — пьезорезонатор с селективным сорбентом; 2, 3 — патрубки для ввода и вывода носителя; 4 — основание; 5 — крышка; 6 — токоподводы



хой остаток на поверхности пьезоэлемента приводит к изменению резонансной частоты. Сличая ее с частотой до начала работы, можно оценить концентрацию загрязнений в жидкости. Высокая стойкость пьезокварца к воздействию агрессивных сред дает возможность анализировать самые разнообразные жидкости.

### г) Датчики скорости ионного травления [139, 140, 143]

Технология реактивного ионно-лучевого травления получает все более широкое распространение в производстве тонких профилированных пьезокварцевых элементов. Использование этой технологии позволило создать резонаторы в форме обратных мезаструктур (см. § 1.4) с основной частотой 500 МГц и с толщиной в рабочей части пьезоэлемента около 1,8 мкм [32]. Среди проблем, возникающих при решении задач ионного травления, — контроль изменения толщины стравленного слоя пьезоэлемента непосредственно в ходе процесса.

Одно из решений этой проблемы основано на применении в качестве датчика, фиксирующего ход процесса травления, кварцевого масс-чувствительного резонатора. Предложенная нами схема измерения [139] представлена на рис. 6.9. Поток заряженных частиц от источника ионов попадает на пьезоэлементы, установленные в групповой кассете, что приводит к стравливанию верхнего слоя пьезоэлементов. Одновременно поток ионов попадает на мишень, выполненную в виде призмы с углом между гранями около  $45^\circ$ . Под действием ионов происходит распыление материала с поверхности мишени. Часть распыленного потока попадает через отверстие на поверхность масс-чувствительного пьезорезонатора, приводя к понижению его частоты пропорционально осажденной массе. Величина приращения частоты прямо связана с толщиной стравленного слоя. Резонатор включен в схему автогенератора, что позволяет контролировать ход процесса непрерывно. Для устранения воздействия темпе-

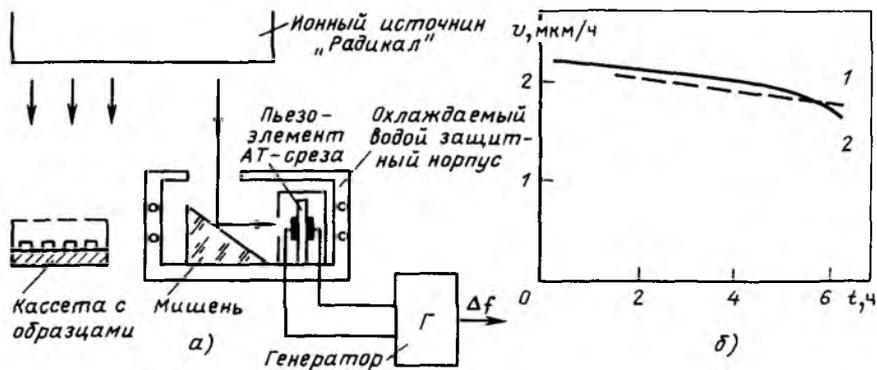


Рис. 6.9. Датчик скорости ионного травления:

а - схема измерения; б - изменения скорости травления пьезоэлементов АТ-среза: 1 - прямые измерения толщины; 2 - измерения датчиком

ратуры мишень и пьезорезонатор помещаются в охлаждающую водяную рубашку. При соответствующем режиме перегрев пьезорезонатора не превышает  $5-10^\circ\text{C}$ . Этому способствует и отсутствие прямой бомбардировки пьезорезонатора ионами благодаря использованию мишени в виде призмы. На рис. 6.9,б приведен график, иллюстрирующий изменение скорости травления кварцевых пьезоэлементов АТ-среза. Для сравнения показаны значения, полученные путем прямого измерения толщины. В качестве датчиков использовались кварцевые резонаторы АТ-среза на частоту 5 МГц. Мишень выполнялась из пьезокристаллического кварца.

#### д) Пьезорезонансный анализатор водорода

Все более широкое применение водорода в промышленности и энергетике выдвигает в ряды актуальных задачу создания высокочувствительных датчиков концентрации водорода. Один из путей решения этой задачи основан на применении пьезорезонансных сорбционных элементов. Аномально высокой сорбционной способностью по водороду обладает металлический палладий. Так, в единице объема металлического палладия растворяется до  $10^3$  объемов водорода, что соответствует внедрению в кристаллическую решетку палладия до одного атома водорода на каждый атом палладия [131].

Аномально большой является также скорость диффузии водорода в палладий, достигающая  $10^{-6}$  см<sup>2</sup>/с при комнатных температурах и превышающая скорость диффузии других газов более чем на два порядка. Эти особенности палладия делают привлекательной идею создания пьезорезонансного датчика с палладиевым сорбирующим покрытием. Основа датчика - резонатор АТ-среза на частоту 12 МГц, на который из электролита осаждалась пленка палладиевой черни с толщиной, эквивалентной понижению частоты резонатора примерно на 100 кГц. Для снижения

постоянной времени датчика осаждаемая пленка должна иметь максимально развитую поверхность. Исследования позволили установить, что минимальная концентрация лежит на уровне  $10^{-6}$  в бескислородной среде и  $5 \cdot 10^{-4}$  в воздушной среде при нормальных условиях. Диапазон измерения  $10^{-2}$  — 100% концентрации водорода, шкала нелинейна, погрешность измерений 5% текущего значения концентрации. Погрешность, вносимая наличием кислорода, равна 8% концентрации кислорода. Инерционность менее 500 мс в диапазоне 0–100%.

## ГЛАВА 7

### ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА ОСНОВЕ АКУСТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ И ГИРОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ПЬЕЗОРЕЗОНАТОРОВ

*Акусточувствительность* была определена нами как эффект модуляции эквивалентных параметров пьезорезонаторов при изменении условий акустического излучения пьезовибратора в контактирующую с ним среду.

Датчики на эффекте акусточувствительности можно разделить на две группы.

К первой следует отнести датчики, в которых *пьезовибратор взаимодействует с однофазной средой* (газ, жидкость, твердые тела), акустические параметры которой изменяются.

Вторая группа датчиков характеризуется *взаимодействием пьезовибратора с двухфазными средами*. Сюда нужно относить датчики, в которых модуляция происходит при изменении границы раздела между фазами вещества, приводящем к модуляции условий излучения. Пример подобного датчика — вибрационный уровнемер. Другая разновидность датчиков второй группы — приборы, реагирующие на фазовые переходы вещества. Например, при температуре плавления материала условия распространения акустической энергии с пьезовибратора в него резко меняются.

Рассмотрение датчиков первой группы начнем с измерительных преобразователей для работы в газовых средах.

#### 7.1. АКУСТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЯ ГАЗА

Первым среди пьезорезонансных был датчик давления, реализованный на эффекте акусточувствительности еще в 1951 г. [151]. В основе работы этого датчика лежала зависимость эквивалентного сопротивления  $R_k$  сдвигового резонатора от давления. Как было показано в § 2.4, сопротивление  $R_k$  для сдвиговых волн изменяется пропорционально  $\sqrt{p}$ . Акусточувствительный резонатор находился в прямом контакте с контролируемым газом.

В качестве чувствительного элемента в [151] использовался кварцевый ПР ВТ-среза. Резонатор зажимался по периферии. Датчик был построен по схеме преобразования давления в интервал времени, зависящий от добротности  $\tau \sim Q$ .

Зависимость  $\tau(p)$  имеет вид

$$\tau = \frac{1}{m\sqrt{p} + b}, \quad (7.1)$$

где  $b$  — коэффициент, определяемый добротностью при  $p = 0$ ;  $m$  — масштабный коэффициент.

Крутизна преобразования максимальна при малых давлениях. Экспериментальная зависимость  $1/[\tau(p)]$  линейна, что находится в полном согласии с теорией акусточувствительности для сдвиговых волн.

### Датчик давления на камертонном резонаторе [91]

Наиболее простым и, пожалуй, одним из самых дешевых датчиков давления с частотным выходом можно считать преобразователь с чувствительным элементом в виде пьезокварцевого камертонного резонатора. При использовании в качестве датчика вибратор работает в прямом контакте с газовой средой.

При изменениях давления изменение частоты такого резонатора происходит в основном за счет изменения аэродинамического нагружения поверхностей вибратора в результате изменения плотности газа. При колебаниях вибратора в движение вовлекается некоторый объем окружающей его газовой среды, что оказывается эквивалентным утяжелению вибратора дополнительной, осциллирующей с ним присоединенной массой  $M_{пр}$ . В известной мере эффект аналогичен эффекту масс-чувствительности. Однако имеется принципиальная особенность: масс-чувствительный резонатор удерживает дополнительную присоединенную массу и в отсутствие колебаний. В случае рассматриваемого здесь явления такой фиксированной (присоединенной) массы газа в статическом состоянии у вибратора нет.

Как и для эффекта масс-чувствительности, сдвиг частоты камертона оценивается величиной

$$\Delta f/f = 0,5M_{пр}/M_k \quad (7.2)$$

(коэффициент 0,5 учитывает, что в камертоне антисимметрично колеблются две половины вибратора). Длина волны, излучаемой камертонным вибратором в газ, при атмосферном давлении составляет на частоте часового камертона  $2^{15}$  Гц около 10 мм. Поскольку размеры камертона во много раз меньше, для описания эффекта можно представить вибратор в виде пульсирующей сферы. Для пульсирующей сферы присоединяемая масса равна утроенной массе среды в объеме вибратора. С изменением давления пропорционально изменяется и масса  $M_{пр}$ .

что определяет линейный характер зависимости давление — частота. Если бы вибратор действительно имел форму сферы, то рабочая характеристика такого датчика имела бы вид

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{3}{2} \frac{p}{\rho_0} \frac{\rho_{\Gamma}}{\rho_{\text{к}}}, \quad (7.3)$$

где  $\rho_0 = 1 \text{ кгс/см}^2$ ;  $\rho_{\Gamma}$ ,  $\rho_{\text{к}}$  — плотности газа и кварца;  $p$  — измеряемое давление,  $\text{кгс/см}^2$ , и для воздуха сдвиг частоты на  $\Delta p = 1 \text{ кгс/см}^2$  составлял бы

$$\Delta f/f = 5,5 \cdot 10^{-4}.$$

С учетом неравномерного распределения амплитуды колебаний по высоте камертона сдвиг частоты меньше:

$$\Delta f/f = (2,2 \div 3,0) \cdot 10^{-4}.$$

Это значение хорошо согласуется с экспериментальными данными ( $2,5 \cdot 10^{-4}$ ).

Основной источник погрешностей такого датчика — изменение температуры. При ее вариациях на  $\pm 10^\circ \text{C}$  температурная погрешность для датчика на давление  $1 \text{ кгс/см}^2$  еще лежит на уровне 1%, однако при  $\Delta T = \pm 30^\circ$  с учетом параболического вида ТЧХ погрешность уже на порядок выше. Дифференциальным включением (опорный резонатор при этом герметизирован) погрешность можно снизить в 5–20 раз.

Подобный датчик чувствителен к составу газа, что ограничивает область его применений.

Датчик давления на акустически связанных резонаторах [148]. В качестве датчиков давления используются колебательные системы, составленные из двух пьезовибраторов, акустическая связь между которыми осуществляется через воздушный зазор. Подобный преобразователь может рассматриваться как трансформатор, в котором коэффициент трансформации зависит от значения акустической связи. Последняя при заданных геометрии вибраторов и видах их колебаний определяется зазором и акустическим сопротивлением газа  $Z_{\Gamma}$ . Это сопротивление, как показано в § 2.4, пропорционально давлению газа, что и определяет зависимость выходного сигнала такого трансформатора от давления. Если газовый зазор  $l_g$  много меньше длины волны, то коэффициент передачи  $K$  для идеального газа в адиабатическом приближении определяется как отношение выходного напряжения  $U_2$  к входному  $U_1$ :

$$K = \frac{U_2}{U_1} = A \rho_0 V_0^2 \frac{p}{760} \frac{S}{l}, \quad (7.4)$$

где  $S$  — площади излучателя и приемника;  $\rho_0$  и  $V_0$  — соответственно плотность и скорость звука для газа при  $T = 0^\circ \text{C}$ ;  $A$  — константа.

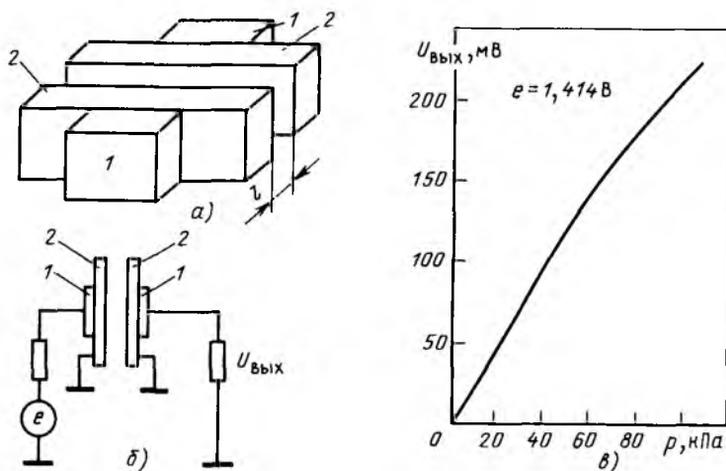


Рис. 7.1. Датчик давления газа на акустически связанных резонаторах:

*a* – чувствительный элемент; *б* – схема включения; *в* – рабочая характеристика; 1 – металлический вибратор; 2 – пьезопреобразователь

Существенно отметить, что коэффициент передачи в такой системе практически независим от температуры (с точностью до ТКЛР материалов вибраторов и базы, на которой они крепятся). Можно предложить целый ряд конструктивных вариантов вибраторов. Основное требование, предъявляемое к ним, – акустическая волна в целях эффективности передачи должна быть преимущественно продольной.

Вибраторы могут выполняться как монолитными (кристаллы, пьезо-керамика), так и составными. Один из вариантов датчика, выполненного в виде составных резонаторов, связанных через воздушный зазор, показан на рис. 7.1, *a*. Каждый из составных резонаторов содержит металлический брусок и пьезопреобразователь из  $\text{LiNbO}_3$ . В другом варианте составной вибратор выполняется в виде металлического диска 1 (дуринвал) и пьезокерамического преобразователя 2 (рис. 7.1, *б*). Зависимость выходного напряжения такого датчика от давления (рис. 7.1, *в*) близка к линейной. Порог чувствительности системы составляет  $10^{-2} - 10^{-1}$  Па. Главными преимуществами такого датчика являются простота и высокая чувствительность. Однако он в принципе должен работать в чистой стабильной по составу газовой атмосфере, исключающей выпадение на пьезоэлемент влаги.

## 7.2. ДАТЧИКИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ В ЖИДКОСТЯХ

Вибрационный метод широко используется для контроля таких характеристик жидких сред, как уровень, плотность, вязкость [2, 147].

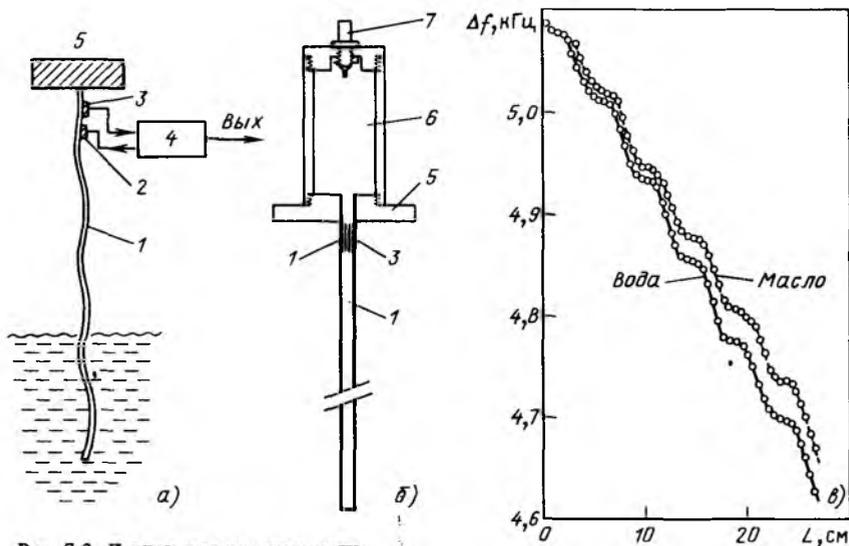


Рис. 7.2. Датчик уровня жидкости:

*а* – принципиальная схема: 1 – вибрирующая трубка; 2 – входной пьезопреобразователь; 3 – приемный преобразователь; 4 – генератор; 5 – основание; *б* – измерительный зонд; 6 – электронная схема; 7 – выходной разъем; *в* – зависимость уровень–частота для воды и масла

В последнее десятилетие создан ряд новых вибрационных датчиков, в которых используются составные акусточувствительные элементы, содержащие металлический или стеклянный вибратор, контактирующий с жидкостью, и присоединенный к нему пьезопреобразователь, обеспечивающий возбуждение механических колебаний вибратора.

В качестве примера рассмотрим систему датчиков, реализованную английской фирмой Маркони [149].

Датчик уровня содержит зонд в виде цилиндрической полый трубки, к внутренней поверхности которой приклеиваются два пьезокерамических элемента. Один из преобразователей подключается к генератору, управляемому по частоте, и возбуждает изгибные колебания в трубке (рис. 7.2, *а*). Со второго пьезопреобразователя снимается отклик, поступающий в систему фазовой автоподстройки частоты возбуждающего генератора. Эта система обеспечивает настройку генератора на резонансную частоту вибратора, несмотря на сравнительно низкую добротность колебательной системы. В зависимости от глубины погружения трубки в жидкость меняется и частота колебаний на выходе генератора. В соответствии с [149] изменение частоты характеризуется соотношением

$$f = f_0 \left( 1 + \beta \frac{\rho}{\rho_c} \left( 1 + \frac{2\delta}{R} \right) \right)^{-1/2}, \quad (7.5)$$

где  $\beta$  — коэффициент, зависящий от типа колебаний и части трубки, погруженной в жидкость,  $0 \leq \beta \leq 1$ ;  $\delta$  — глубина скин-слоя, характеризующая глубину проникновения сдвиговой волны в жидкость и определяемая ее вязкостью;  $\rho$  и  $\rho_c$  — плотности жидкости и вибратора.

Рабочая характеристика одного из вариантов датчика приведена на рис. 7.2, в. Длина трубки составляла 30 см, толщина стенок 2 мм. Пьезоэлементы из керамики PZT имели размеры  $2 \times 1 \times 16$  мм. Как видно, зависимости носят волнистый характер с периодичностью в  $1/4$  длины волны. Это связано с особенностями перераспределения картины стоячих волн по длине трубки по мере ее заглубления в жидкость. Предложен оригинальный способ подавления волнистости. Для этого применяется блок из двух вибраторов, в которых пьезопреобразователи сдвинуты по высоте на  $(1/4)\lambda$ . Вычислительное устройство определяет среднюю частоту двух вибраторов, которая характеризуется существенно большей линейностью зависимости уровень—частота.

Аналогичная идея может быть реализована и в конструкции с одним вибратором. В этом случае используются два смещенных по высоте пьезопреобразователя, обеспечивающих поочередное возбуждение колебаний на близких резонансных частотах, причем узлы для одного колебания за счет специальной конструкции трубки попадают на пучности колебания для другого.

Как следует из (7.4), подобные датчики должны обладать чувствительностью к вязкости. Для диапазона  $0,1-1$  Па·с она, однако, невелика — погрешность от изменений вязкости не превышает 1% верхнего предела.

В общем случае для жидкостей с изменяющейся плотностью и вязкостью измерение уровня требует знания этих параметров и введения соответствующих поправок в отсчет уровня.

Ниже описаны конструкции датчиков плотности и вязкости, предложенные компанией Маркони [149].

**Датчик плотности** выполнен в виде вибратора камертонного типа. На концах двух коротких стержней, образующих плечи камертона, имеются прямоугольные лопасти. Изгибные противофазные колебания плеч камертона возбуждаются пьезоэлементами, утопленными в пазы в стержнях. Частота колебаний зависит от плотности жидкости, в которой он размещен. Лабораторные исследования указывают на возможность измерения плотностей с точностью  $5 \cdot 10^{-4}$  г/см<sup>3</sup> при плотности до  $5 \cdot 10^{-3}$  г/см<sup>3</sup> и вязкости около 100 Па·с. Для учета влияния температуры на результаты измерения на вибраторе размещают термодатчик, например термистор.

**Датчик вязкости** выполнен в виде двух коротких полых трубок, со-  
вершающих, как и в предыдущей конструкции, противофазные изгибные колебания. Лопасти отсутствуют, что позволяет возбуждать колебания и при больших вязкостях. Величина вязкости оценивается по величине затухания свободных колебаний (добротности) либо по ширине

резонансного пика колебательной системы. Диапазон измерений составляет от  $10^{-1}$  до 10 Па·с. Расчет вязкостных характеристик проводится в вычислительном устройстве. Для вычислений не требуется знания плотности жидкости.

**Многopараметровые измерения.** Одно из важных достоинств вибрационных датчиков — возможность измерения одновременно нескольких параметров одним чувствительным элементом. Это в общем случае требует проведения замеров для нескольких мод колебаний и последующих решений системы уравнений для определения ряда параметров жидкостей.

Так, в системе контроля состояния аккумуляторов для подводной лодки компанией Маркони использован вибратор в виде полой стеклянной трубки, в которой системой пьезопреобразователей возбуждаются поочередно изгибные и крутильные колебания. Частота крутильных колебаний зависит от плотности электролита; в то же время частота изгибных колебаний определяется как уровнем, так и плотностью. Решение уравнений, в которые входят значения этих частот, а также температура, определяемая встроенным термодатчиком, позволяет производить измерения плотности электролита с точностью  $\pm 0,002$  г/см<sup>3</sup> в диапазоне плотностей 1000—1300 г/см<sup>3</sup>, уровня с точностью  $\pm 2$  мм в диапазоне до 10 см и температуры с точностью  $\pm 5$  °С. Передача сигнала с датчика производится по волоконно-оптической линии связи.

### 7.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УСИЛИЙ

В основе работы преобразователей лежат эффекты изменения добротности пьезорезонансного преобразователя в функции механического воздействия. Конструкция одного из вариантов преобразователя усилий (динамометра) приведена на рис. 7.3, а [145]. Измеряемое усилие  $F$  через шарик и нагрузочную площадку передается на дисковый пьезоэлемент, контактирующий по двум поверхностям с демпфирующими про-

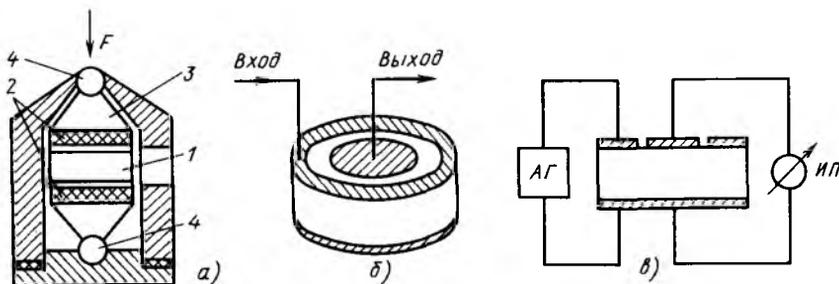


Рис. 7.3. Преобразователь усилий:

а — конструкция преобразователя: 1 — пьезоэлемент; 2 — демпфирующая прокладка; 3 — нагрузочная площадка; 4 — стальной шарик; б — пьезоэлемент; в — схема включения преобразователя

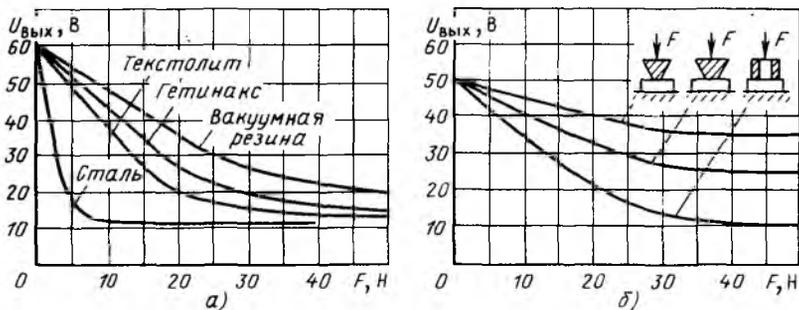


Рис. 7.4. Рабочие характеристики преобразователей усилий:

а – влияние материала демпфирующих прокладок; б – зависимость  $U_{\text{вых}}(F)$  при различных способах приложения усилий

кладками. Пьезоэлемент совершает продольные колебания по толщине или радиусу и может выполняться либо как пьезорезонатор, либо как пьезотрансформатор. Реализация преобразователя по трансформаторной схеме позволяет повысить уровень выходного сигнала до сотен вольт.

В датчике используется пьезокерамический трансформатор из материала ЦТС-19.

Анализ рабочих характеристик преобразователя (рис. 7.4) показывает, что в основе наблюдаемых эффектов лежит зависимость условий передачи энергии с поверхности пьезорезонатора в демпфирующую прокладку. Под действием силы  $F$  происходит модуляция акустического сопротивления  $R_a$ . Влияние эффекта изменений частоты пренебрежимо мало. По-видимому, основным механизмом воздействия на значение  $R_a$  является изменение площади контакта  $S$  между резонатором и демпфером.

В [145] показано, что рассматриваемые датчики могут обеспечивать измерение в диапазоне номинальных усилий от 20 до 1000 Н. Достоинством датчиков являются их простота, высокая надежность. Однако точность таких датчиков невысока (погрешности – в лучшем случае единицы процентов). Основная причина больших погрешностей связана с использованием весьма нестабильного и плохо воспроизводимого эффекта развития контакта между твердыми деформируемыми телами.

#### 7.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МИКРОПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Пьезорезонансные измерители микроперемещений относятся к преобразователям виброконтантного типа. Работа устройств основана на эффекте изменения добротности колеблющегося пьезоэлемента при вхождении его поверхности в контакт с перемещаемым относительно резонатора изделием. Последнее может выполняться из металлов и неметалли-

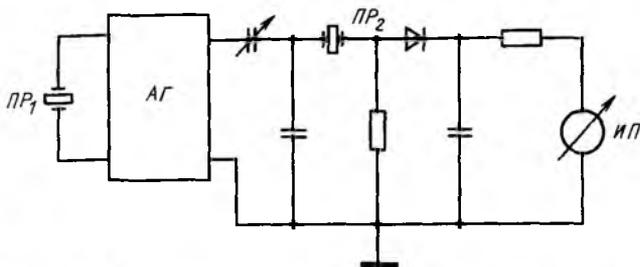


Рис. 7.5. Принципиальная схема датчика микроперемещений

ческих материалов. Изменение добротности происходит в результате увеличения акустической нагрузки на поверхностях ПР. Эффект наиболее четко проявляется в пьезорезонаторах с высокой механической добротностью, выполненных на основе материалов с малым коэффициентом электромеханической связи.

Схема одного из вариантов преобразователя микроперемещений представлена на рис. 7.5. В схеме резонатор  $ПР_1$  используется в качестве частотозадающего элемента генератора АГ. Частота и амплитуда сигнала на выходе генератора стабилизированы. Выходной сигнал используется для возбуждения резонансных колебаний пьезорезонатора  $ПР_2$ . Амплитуда колебаний  $ПР_2$  изменяется при помощи аттенюатора. Контроль тока, протекающего через резистор, осуществляется при помощи измерительного прибора ИП. При плавном увеличении амплитуды колебаний А наступает момент, когда резонатор  $ПР_2$  входит в контакт с изделием. В момент контакта пьезоток резко падает.

Если зависимость между напряжением  $U$  на резонаторе и амплитудой  $A$  его колебаний известна, то, фиксируя ток в цепи ИП в момент контакта, можно измерить расстояние между поверхностью резонатора и изделием [146].

Можно показать, что для стержневых резонаторов с колебаниями по длине при изменении напряжения возбуждения от 15 мВ до 1,5 В амплитуда продольных колебаний по длине изменяется в пределах от 0,01 до 1 мкм, а амплитуда колебаний по ширине — в пределах от  $10^{-4}$  до  $10^{-2}$  мкм.

Наряду с колебаниями продольного типа возможно использование и колебаний изгиба, сдвига и т.д.

При выполнении микрометров на основе биморфных пьезоэлементов верхний предел по контролируемым перемещениям может быть увеличен до нескольких десятков микрон.

Порог чувствительности пьезорезонансного датчика микроперемещений лежит на уровне возможностей градуировочной аппаратуры и составляет около сотых долей ангстрема.

## 7.5. ГИГРОМЕТР ТОЧКИ РОСЫ

Работа преобразователя основана на эффекте падения добротности при конденсации паров воды на поверхности пьезорезонатора. Температура, при которой происходит конденсация (или точка росы), зависит от влаго содержания среды [151].

Операция измерения температуры в точке росы осуществляется в гигрометре самим акусточувствительным резонатором, обтекаемым потоком воздуха (ПВ). Резонатор выполняет одновременно две функции: высокочувствительного детектора приращений акустической нагрузки и термодатчика. Один из вариантов гигрометра построен по принципу пропорционального регулятора, обеспечивающего автоматическое поддержание температуры пьезорезонатора вблизи точки росы с помощью холодильника и нагревателя.

## 7.6. ПРИМЕНЕНИЕ АКУСТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРОВ В ФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЯХ

Среди различных практических применений эффекта акустического нагружения пьезорезонатора заметное место занимают задачи исследовательского характера. Интересные возможности открывает описанный в [131] метод исследований твердых и жидких материалов. Метод заключается в нанесении микродоз материала непосредственно на поверхность резонатора. В процессе исследований под действием внешних факторов вещество может изменять свои свойства, что влечет за собой вариацию его акустических характеристик и в конечном счете изменяет акустическую нагрузку резонатора.

Таким образом, без использования сложного аналитического оборудования оказывается возможным надежно выявлять тонкие изменения структуры вещества. Другие примеры использования методики рассмотрены в [129, 142, 144].

## 7.7. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВИБРОГИРОСКОПЫ

Пьезоэлектрические виброгироскопы (ПВГ) — устройства, выполняемые на основе гирочувствительных пьезопреобразователей. Они применяются для измерений угловых скоростей в навигационных системах летательных аппаратов.

Работа ПВГ, как отмечалось в § 2.5, основана на действии сил Кориолиса, возникающих в колеблющемся пьезовибраторе при его вращении. Многообразие конструктивных форм ПВГ определяется наличием большого числа разновидностей пьезорезонансных преобразователей [152 — 154].

В конструктивном отношении гироскопы ПВГ можно условно разделить на дискретно-компонентные и монолитные. Монолит-

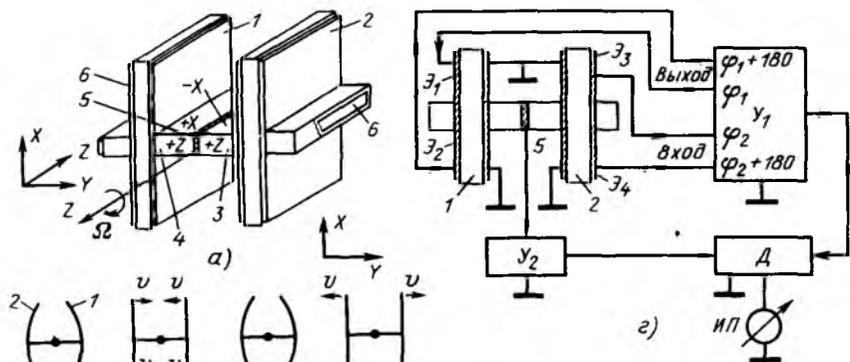


Рис. 7.6. Камертонный пьезокварцевый виброгироскоп:

*a* – конструкция гироскопа; 1, 2 – накопители энергии; 3, 4 – переключатели; 5 – электрод для возбуждения колебаний; *б, в* – деформации в гироскопе соответственно при  $\Omega_z = 0$  и  $\Omega_z \neq 0$ ;  $F_K$  – силы Кориолиса; *г* – принципиальная схема гироскопа

схема выходного сигнала; *б* – электроды для возбуждения колебаний; *б, в* – деформации в гироскопе соответственно при  $\Omega_z = 0$  и  $\Omega_z \neq 0$ ;  $F_K$  – силы Кориолиса; *г* – принципиальная схема гироскопа

ные гироскопы реализуются, как правило, из пьезокерамики, допускающей возможность неоднородной поляризации вибратора. В дискретно-компонентном варианте выполняются гироскопы из пьезокварца.

Гироскоп, представленный на рис. 7.6, *а*, объединяет элементы возбуждения и детектирования в конструкции, состоящей из нескольких жестко скрепленных между собой кварцевых пьезоэлементов [154]. Преобразователь используется для измерения частоты вращения  $\Omega_z$ . Принцип работы поясняется рис. 7.6, *б, в*. При подводе электрической энергии ультразвуковой частоты (несколько кГц) к накопителям энергии 1 и 2 в них возбуждаются колебания изгиба. При нулевой угловой скорости  $\Omega_z$  связывающая переключатель, состоящая из половинок 3 и 4, испытывает только деформации растяжения-сжатия. Поскольку длина переключателя совпадает с осью *Y* пьезокварца, заряды на центральном электроде 5 при деформациях растяжения-сжатия возникнуть не могут (рис. 7.6, *б*).

При вращении вокруг оси *Z* в конструкции возникают силы Кориолиса, стремящиеся скручивать накопители попеременно с частотой входного сигнала один вверх, а другой вниз, как показано на рис. 7.6, *в*. При этом в соединительной переключателе возникают знакопеременные деформации изгиба. Если половины переключателя ориентированы, как показано на рис. 7.6, *а*, то с центрального электрода 5 будет сниматься пере-

менное напряжение, пропорциональное угловой скорости  $\Omega_z$ . Вращение вокруг других осей появления зарядов на электроде 5 не вызывает. Таким образом, гироспреобразователь чувствителен только к одной составляющей частоты вращения.

Возбуждение резонансных колебаний изгиба в рассмотренной конструкции может быть осуществлено несколькими способами. Один из способов аналогичен используемому для возбуждения колебаний изгиба в пьезопластине. Возбуждающее напряжение подается в противофазе на верхний и нижний электроды  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$ . В результате в верхней и нижней частях накопителя возникают противофазные сдвиговые деформации в плоскости XY.

Возбуждение изгибных колебаний осуществляется в автогенераторной схеме (рис. 7.6,з). Последняя реализуется на основе усилителя  $U_1$ , имеющего два противофазных входа и два противофазных выхода. Противофазные выходы подключены к электродам возбуждения  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$  на накопителе 1, сигнал положительной обратной связи для поддержания автоколебаний снимается с электродов  $\mathcal{E}_3$  и  $\mathcal{E}_4$  на накопителе 2. Выходное напряжение с центрального электрода вибратора 5, пропорциональное частоте вращения, после усиления в  $U_2$  подается на демодулятор Д. Сигнал опорной фазы поступает на демодулятор с одного из выходов усилителя  $U_1$ . Полярность и значение постоянного тока в цепи измерительного прибора ИП соответствуют направлению и значению частоты вращения. Виброгироскоп имеет следующие характеристики:

Рабочий диапазон измерения, рад/с	0,01–100
Чувствительность, В·с/рад	5
Нелинейность, %	Не более 0,5 (в диапазоне 100–1)
Поперечная чувствительность, %	Менее 0,5
Чувствительность к линейным ускорениям	Менее 0,05% верхнего предела на 10 м/с <sup>2</sup>
Полоса пропускания, Гц (при неравномерности АЧХ 1%)	0–100
Напряжение питания, В	28
Время готовности, с	Менее 5
Потребляемая мощность, Вт	Менее 1,5
Габаритные размеры, см	φ 6,25 × 5
Масса, г	280

Наряду с рассмотренной дискретно-компонентной конструкцией получила распространение конструкция монолитного гироспреобразователя, выполненного из пьезокерамики (рис. 7.7).

Основу устройства составляет тонкостенный пьезокерамический цилиндр. Неоднородная поляризация и соответствующее расположение электродов обеспечивают возбуждение в цилиндре изгибных колебаний с противофазным движением верхней и нижней половин элемента

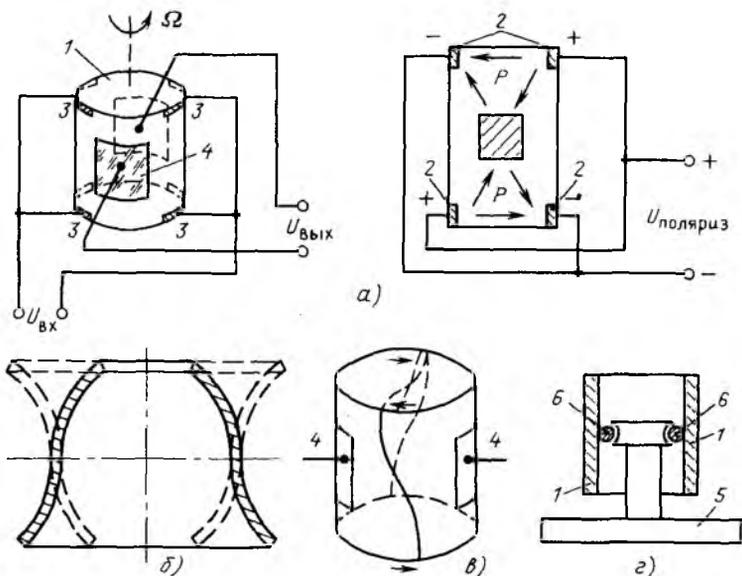


Рис. 7.7. Цилиндрический виброгироскоп:

*а* – цилиндрический гиетрообразователь; *б* – изгибные колебания цилиндра; *в* – крутильные деформации при вращении цилиндра; *г* – конструкция гиетрообразователя; 1 – пьезокерамический цилиндр; 2 – электроды поляризации (“+” и “-” – знаки поляризующего потенциала); 3 – электроды возбуждения; 4 – выходные электроды; 5 – платформа; 6 – кольцо крепления

(рис. 7.7,б). При вращении цилиндра вокруг его оси с угловой скоростью  $\Omega$  силы Кориолиса стремятся скручивать верхний и нижний торцы цилиндра попеременно с частотой возбуждающего напряжения (около 100 кГц) по часовой стрелке и против нее в плоскости, нормальной высоте цилиндра (рис. 7.7,в). В результате в цилиндре возникают крутильные колебания, вызывающие в каждом элементарном объеме знакопеременные сдвиговые деформации по толщине. Последние преобразуются в электрическое напряжение, пропорциональное угловой скорости вращения  $\Omega_z$ . Выходные электроды располагаются на внешней поверхности пьезоэлемента в областях, поляризация которых создает разность потенциалов при кручении.

Крепление цилиндра к платформе осуществляется по узловой линии, в середине цилиндра (рис. 7.7,г).

Схемное решение цилиндрического ВПГ аналогично рассмотренному выше. Единственное принципиальное отличие заключается в использовании (взамен автогенераторного) режима возбуждения колебаний от внешнего кварцевого генератора. Этим обеспечивается требуемая стабильность частоты.

Цилиндрический гироспреобразователь имеет следующие характеристики [1]:

Максимальная измеряемая угловая скорость, угл. град/с . . . . .	500
Порог чувствительности, угл. град/с	0,5
Скорость дрейфа, угл. град/с за 1 мин	0,25
Мощность возбуждения, Вт . . . . .	0,001
Общая потребляемая мощность (с электронной схемой), Вт . . . . .	0,32
Напряжение возбуждения, В . . . . .	6
Частота возбуждения, кГц . . . . .	91
Масса цилиндра, г . . . . .	1,3
Высота цилиндра, мм . . . . .	11,17
Диаметр цилиндра, мм . . . . .	12,3
Толщина стенки цилиндра, мм . . . . .	1,15
Масса преобразователя, г . . . . .	20

Цилиндр выполняется из пьезокерамики цирконата титаната свинца. Геометрические размеры подбираются таким образом, чтобы резонансные частоты колебаний изгиба и кручения совпадали между собой.

В этом случае обеспечивается наиболее высокая крутизна преобразования устройства (около 20 мкВ/угл. град/с). Основными факторами, снижающими точность ВПГ, являются воздействия температуры и большой сигнал нуля.

Пьезоэлектрические виброгироскопы не получили широкого практического распространения. Серьезную конкуренцию им в последние годы составляют лазерные датчики угловой скорости, характеризующиеся существенно большей чувствительностью и стабильностью нуля ( $0,005^\circ/\text{ч}$ ) [152]. Благодаря прогрессу в волоконной оптике лазерные гироскопы удалось существенно уменьшить в габаритах и стоимости, и сегодня на повестку дня поставлен вопрос о широком применении этих приборов, в том числе и в системах управления автомобилями.

Тем не менее попытки создания малогабаритных и дешевых пьезогироскопов умеренной точности предпринимаются и в последние годы. Так, фирмой Ватсон (США) разработаны пьезогироскопы с чувствительностью на уровне  $144^\circ/\text{ч}$ , массой 280 г и потреблением менее 300 мВт [152].

Фирма Коллинз Авионикс (США) в 1985 г. [153] сообщила о создании комбинированного гироскопа с пьезоэлементами, установленными на роторе, вращающемся с частотой 3200 об/мин, существенно более низкой, чем у обычных непьезоэлектрических гироскопов (24 тыс. об/мин). Применение четырех пьезоэлементов позволяет производить двухкомпонентные измерения. Могут оказаться эффективными комбинированные гироскопы и других типов, в частности с использованием для возбуждения и съема сигналов пьезоэлектрических пленочных преобразователей, нанесенных на монолитную колебательную систему из высокостабильного стекла или сплава.

## ПАВ-ДАТЧИКИ

## 8.1. ВВОДНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

В заключительной главе книги рассмотрены пьезорезонансные датчики, основу которых составляют пьезопреобразователи на поверхностных акустических волнах (ПАВ). В последнее десятилетие датчикам на ПАВ уделяется все более пристальное внимание, что находит отражение в растущем потоке публикаций по этому вопросу. Этот интерес вызван двумя основными моментами:

постоянно улучшаются электрические характеристики преобразователей на ПАВ, в первую очередь их добротность, температурная и временная стабильность, расширяется диапазон рабочих частот;

технология приборов ПАВ в значительной степени базируется на прогрессивных приемах, применяемых при производстве изделий микроэлектроники с использованием процессов фотолитографии, групповых процессов планарной обработки подложек и т.п. Это создает предпосылки для массового производства высококачественных преобразователей.

Возможность существования на свободной границе твердого тела упругих поверхностных волн была предсказана теоретически в 1885 г. лордом Рэлеем. На практике эти волны удавалось наблюдать при землетрясениях, они характеризовались слабым проникновением в глубь земли, локализуясь в тонком приповерхностном слое.

В приборостроении рэлеевские волны начали интенсивно применяться в 50-х годах нашего века в качестве инструмента неразрушающего контроля состояния поверхностей и приповерхностных слоев материалов и конструктивных элементов. Это оказалось возможным вследствие высокой чувствительности скорости распространения и затухания ПАВ к физическим характеристикам приповерхностных зон исследуемого твердого тела [14–16].

Наличие этих эффектов в принципе открывало возможности реализации новых типов датчиков. Однако практическая целесообразность подобных приборов еще полтора-два десятилетия оставалась проблематичной — простых малогабаритных и высокоэффективных преобразователей для возбуждения и приема ПАВ тогда еще не существовало.

В середине 60-х гг. в технике появились твердотельные электронные устройства на ПАВ. Конструктивно они представляли подложку из пьезокристаллического материала, на одной из плоских, обычно полированных поверхностей которой формировалась гребенка проводящих электродов, предназначенная как для электрического возбуждения ПАВ, так и для их приема — обратного преобразования в электрический сигнал. Пьезоприборы на ПАВ получили широкое распространение в технике обработки радиосигналов диапазона 10–1000 МГц благодаря малым габаритам. На сегодня ПАВ применяются для построения линей-

ных устройств — фильтров, линий задержки, резонаторов и генераторов на их основе. На них реализуются и нелинейные преобразователи — корреляторы, конвольверы; акустооптические модуляторы и др. [11–18]. Современные методы субмикронной литографии позволяют создавать ПАВ-устройства с рабочими частотами до нескольких гигагерц.

Впервые общая идея применения твердотельных ПАВ-преобразователей в качестве чувствительных элементов датчиков была сформулирована в [27].

Публикации по датчикам на ПАВ стали регулярно появляться начиная с 1974 г., что было связано с интенсивным развитием ПАВ-приборов в целом. Однако и сегодня еще рано говорить о становлении этого направления.

Не будет сильной натяжкой относить ПАВ-датчики к измерительным преобразователям *пьезорезонансного* типа, поскольку им присуща комбинация основных качеств, характеризующих ПРД:

колебательная система обладает пьезоактивностью;

как электромеханический преобразователь ПАВ-прибор (при соответствующей топологии электродов) обладает частотоизбирательными свойствами;

работа ПАВ-датчиков, как правило, основана на модуляции параметров распространяющихся поверхностных акустических волн, приводящей в конечном счете к перестройке эквивалентных электрических характеристик ПАВ.

Как разновидность ПРД ПАВ-датчики во многом заимствуют разработанные ранее подходы и идеи конструирования ПРД. Однако целый ряд специфических особенностей, присущих только ПАВ-преобразователям, дает ключ к созданию принципиально новых типов ИП. И не исключено, что именно на пути использования этих специфических свойств будут достигнуты наиболее существенные достижения в технике ПАВ-датчиков.

В датчиках на ПАВ получили распространение два основных типа преобразователей — *линии задержки* и *резонаторы*.

## 8.2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПАВ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Существует большое число разновидностей поверхностных акустических волн. Они могут распространяться вдоль плоской свободной границы твердого тела (волны Рэлея), вдоль границы твердого тела и твердого слоя (волны Лява), на границе двух жестко соединенных твердых тел (волны Стоунли) [13, 14, 18].

В пластинах распространяются волны Лэмба и другие разновидности поперечных нормальных волн. Изучены особенности распространения при контакте твердых тел с жидкостями; в изотропных материалах и кристаллах, в диэлектриках, полупроводниках и металлах при распространении волн как вдоль плоских поверхностей, так и вдоль криволи-

нейных. Эти вопросы рассмотрены в целом ряде работ [13, 18]. Особое место занимает работа [11], в которой были заложены основы создания твердотельных ПАВ-преобразователей.

Даже беглое рассмотрение физики распространения известных типов поверхностных волн из-за ограниченного объема книги невозможно. В настоящей главе внимание концентрируется в основном на ПАВ-приборах, использующих волны Рэлея в пьезоэлектрических кристаллах.

Расчет характеристик волн Рэлея в монокристаллах требует проведения значительного объема вычислительных работ. Основные особенности этих волн можно показать на примере изотропной среды. В этом случае скорость  $v_R$  резлеевской волны в неявном виде определяется соотношением

$$\left\{ 2 - (v_R/v_t)^2 \right\}^2 = 4 \left\{ 1 - (v_R/v_l)^2 \right\}^{1/2} \left\{ 1 - (v_R/v_t)^2 \right\}^{1/2}, \quad (8.1)$$

где  $v_t$  и  $v_l$  — скорости поперечной (сдвиговой) и продольной объемных волн в материале подложки.

Скорость ПАВ всегда чуть меньше скорости объемной сдвиговой волны в материале. Для волны, распространяющейся вдоль поверхности, резлеевская волна характеризуется двумя составляющими смещения. Одна из них — вдоль направления смещения; другая — в направлении нормали к плоскости распространения.

При смещениях частицы описывают эллипсы в направлении, обратном направлению распространения. Смещение имеет значительную амплитуду только на расстоянии от свободной поверхности не более нескольких длин волн. Энергия поверхностной волны, таким образом, сконцентрирована в узком подслое вблизи поверхности. Амплитуды смещений имеют порядок  $10^{-5} \lambda$ .

В анизотропных средах ПАВ обладают теми же основными свойствами — эллиптической поляризацией, уменьшением амплитуды вглубь подложки, независимостью фазовой скорости от частоты. Однако анизотропия вносит ряд специфических моментов:

- фазовая скорость зависит от направления распространения;
- направление вектора потока энергии может не совпадать с направлением волнового вектора;
- плоскость эллиптической поляризации не обязательно совпадает с плоскостью, содержащей волновой вектор и нормаль к поверхности (сагитальная плоскость);

затухание вглубь подложки описывается суммой синусоид, затухающих по экспоненте (для изотропной подложки — суммой экспонент).

Если подложка обладает пьезосвойствами, то скорость распространения зависит от электрических условий на поверхности или вблизи нее. Относительная разность скоростей ПАВ  $\Delta V/V = (V_M - V)/V$  на электрически закороченной (металлизированной) поверхности  $V_M$  и свобод-

ной поверхности  $V$  для волны в заданном направлении является одной из важнейших характеристик эффективности материала подложки — коэффициента электромеханической связи

$$k_M = \sqrt{2\Delta V/V}. \quad (8.2)$$

Для возбуждения поверхностных акустических волн в пьезоподложках в подавляющем числе случаев используются так называемые *встречно-штыревые преобразователи* (ВШП), представляющие систему из двух вложенных одна в другую гребенок проводящих электродов (рис. 8.1). С помощью ВШП осуществляется как прямое преобразование электрических сигналов в акустические волны, так и обратное преобразование энергии этих волн в электрический сигнал.

Каждая из решеток электродов характеризуется периодом (шагом)  $d$ , шириной  $a$  и длиной  $L$  электродов. В общем случае эти параметры могут меняться по длине решетки. При подаче между двумя решетками переменного напряжения с частотой  $f$  через пьезоэффект на поверхности подложки возникают периодически меняющиеся по знаку в пространстве механические напряжения, приводящие к возбуждению поверхностной волны. Если решетки выполняются эквидистантными ( $d = \text{const}$ ), то можно подобрать частоту возбуждающего напряжения, при которой волны деформаций, возбуждаемые между парами соседних электродов, будут синфазно суммироваться, обеспечивая наиболее эффективное преобразование электрической энергии в акустическую волну. Очевидно, что этому условию должно отвечать соотношение

$$f_c = V/d, \quad (8.3)$$

где  $f_c$  — частота, называемая частотой акустоэлектрического синхронизма;  $V$  — скорость распространения поверхностной акустической волны;  $d$  — период решетки. Эффективность преобразования максимальна на частоте синхронизма и падает по мере удаления от нее.

ВШП является излучателем акустической энергии. Основная часть энергии излучается вдоль длины ВШП. В двухфазном ВШП (рис. 8.1) излучение происходит в две противоположные стороны. По мере удаления от края ВШП акустический пучок претерпевает расширение, величина которого связана с числом штырей преобразователя — с ростом числа штырей расхождение пучка ПАВ уменьшается.

Излучение ПАВ в двух противоположных направлениях является, как правило, нежелательным, поскольку прямо ведет к удвоению потерь при преобразовании. Для борьбы с этим явлением предложены однонаправленные преобразователи [15]. Излучение волны в нежелательном направлении приводит также и к возникновению отражений на краях пластины, что искажает характеристики устройства. Исключение влияния перетражений можно достигнуть введением демпфирующих слоев на концах звукопровода.

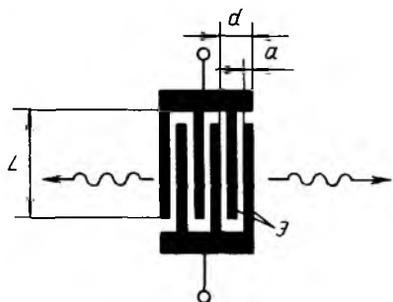


Рис. 8.1. Встречно-штыревой преобразователь

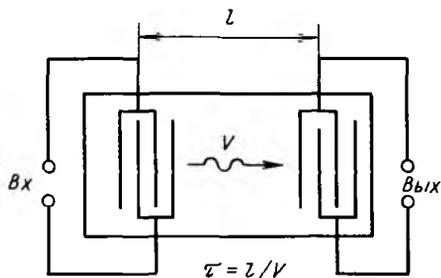


Рис. 8.2. Принцип действия линии задержки ПАВ

Увеличение числа штырей  $N$  в ВШП существенным образом улучшает избирательность преобразователя. Это остается справедливым до тех пор, пока не начинают сказываться эффекты отражения ПАВ на неоднородностях, создаваемых на подложке самими электродами. Критические значения числа штырей  $N_{кр}$ , для которых отражения начинают искажать АЧХ и ФЧХ преобразователей, зависят от величины  $\Delta V/V$  материала. Чем больше  $\Delta V/V$  (больше  $k_M$ ), тем меньше  $N_{кр}$ . Для пьезокварца, у которого эффект  $\Delta V/V$  мал,  $N_{кр} \approx 100 \div 200$ .

Полоса пропускания  $\Delta f$  ВШП характеризуется частотной зависимостью активной составляющей акустической проводимости  $G_a(f)$ . Определяя ее по нулям главного лепестка, находим

$$2\Delta f = \frac{2}{N} f_a. \quad (8.4)$$

Для характеристики преобразователя часто пользуются понятием акустической добротности

$$Q_a = f_a / \Delta f = N, \quad (8.5)$$

которая численно оказывается равной  $N$ . Полосовые свойства ВШП ухудшаются при наличии статической емкости  $C_T$ . Обычно ее влияние компенсируют подключением на вход параллельного или последовательного индуктивного элемента, обеспечивающего в контуре с емкостью  $C_T$  настройку на частоту  $f_a$ . Максимальная полоса пропускания преобразователя в этом случае достигается при  $N_{опт} = \sqrt{\pi/2} k_M$ .

Линии задержки (рис. 8.2) содержат входной и выходной ВШП и область свободную от электродов. Электроды преобразователей имеют одинаковый пространственный период, число штырей и геометрия электродов могут различаться. Если расстояние между центрами ВШП равно  $l$ , а скорость распространения ПАВ составляет  $V$ , то время пробега ПАВ этого пути, называемое временем задержки, составляет  $\tau = l/V$ .

Исходя из ограничений на размеры подложек, на скорости ПАВ и размеры ВШП, можно найти, что на простых подложках из пьезокварца и других пьезокристаллов можно реализовать ЛЗ с временами задержки в пределах от 1 до 100 мкс.

ЛЗ ПАВ можно реализовать с использованием непьезоэлектрических подложек (стекло, металлы, керамика и т.д.), возбуждая в них ПАВ пленочными пьезопреобразователями.

В основном применяются простейшие ЛЗ на плоских подложках с прямолинейным распространением ПАВ и постоянным по длине периодом решеток. В некоторых случаях для уменьшения уровня боковых лепестков по определенному закону изменяется размер (апертура) электродов.

**ПАВ-резонаторы.** В объемных пьезорезонаторах высокая добротность колебательной системы обеспечивалась благодаря эффективности механизма возврата (отражения) в объем вибратора акустической энергии, достигающей краев пьезоэлемента. В общем случае отражающими могут быть все грани пьезоэлемента, минимальное число отражающих поверхностей — две. Например, *в резонаторах-пластинах с колебаниями по толщине отражателями являются две главные поверхности элемента.*

Добротность резонатора ОАВ в значительной степени определяется качеством обработки этих поверхностей, в первую очередь их шероховатостью, плоскостностью и плоскопараллельностью. В частности для получения высоких значений добротности ( $Q \approx 10^5$ ) неплоскопараллельность пластины должна быть менее 0,1 % ее толщины. Уже на частотах 10–15 МГц это соответствует допустимому клину около 0,1 мкм. Естественно, что с ростом частоты абсолютные точности обработки отражающих поверхностей должны быть пропорционально большими, в частности, на частоте 100–150 МГц допустимый клин должен составлять уже примерно 0,01 мкм, что технологически реализовать весьма сложно.

Учитывая, что ПАВ-приборы целесообразно использовать на частотах не ниже 30–50 МГц, становится ясным, что принцип отражения от стенки для построения ПАВ-резонаторов трудноприменим, хотя экспериментально реализуемость таких резонаторов и может быть продемонстрирована.

*В резонаторах на ПАВ используется идея распределенного отражателя в виде периодических структур [14, 15, 26].*

Эффект отражения возникает за счет отличия характеристического импеданса  $Z_0$  невозмущенной зоны подложки, свободной от электродов, от импеданса электрода  $Z_1$ . Можно показать, что для такой решетки с  $N$  периодами коэффициент отражения  $R$  на границе ПАВ равен

$$R = (1 - T^2)^{1/4}, \quad (8.6)$$

$$\text{где } T = 2\rho / (1 + \rho^2); \quad \rho = (Z_1 / Z_0)^N.$$

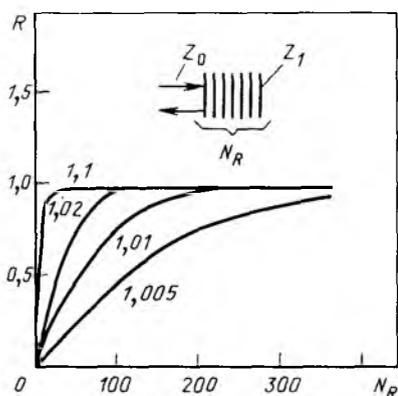


Рис. 8.3. Коэффициент отражения  $R$  в функции числа отражателей  $N_R$ . Параметр — отношение импедансов  $Z_1/Z_0$

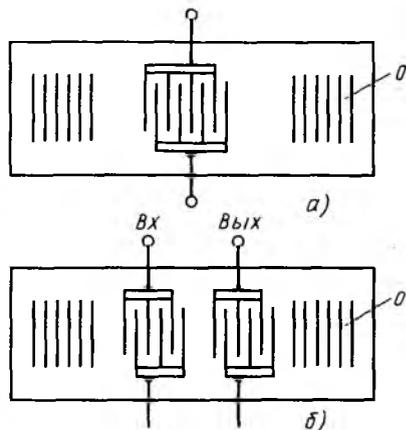


Рис. 8.4. Резонаторы на ПАВ:

$a$  — одноходовый резонатор;  $b$  — двухходовый резонатор;  $O$  — отражатель

Зависимость  $R(N)$  представлена на рис. 8.3. В качестве параметра — отношение импедансов. Видно, что практически 100%-отражение достигается и при небольших отличиях импедансов при достаточно большом числе отражающих элементов. Отражатели реализуются несколькими методами. Традиционный — создание скачка импеданса нанесением металлических электродов либо других пленочных покрытий, например  $ZnO$ , на пьезокварцевой подложке. Другой путь — ионное травление системы канавок решетки [5, 15, 18]. Скачок импеданса за счет модификации свойств поверхности можно создать и методами ионной имплантации и диффузии металлов.

Резонатор ПАВ, очевидно, должен содержать минимум два отражателя, предотвращающие утечку энергии из резонансной полости. Ввод энергии в полость и ее съем осуществляются с помощью ВШП. В одноходовом ПАВ-резонаторе функции ввода и съема энергии осуществляются одним двухфазным ВШП (рис. 8.4,  $a$ ). В двухходовом ПАВ-резонаторе (рис. 8.4,  $b$ ) один из ВШП обеспечивает генерацию, а второй — прием акустических волн и их преобразование в электрический сигнал.

В ПАВ-резонаторах ВШП играют вспомогательную роль элементов связи с резонансной полостью. Частотные свойства резонатора определяются не ВШП, а частотной зависимостью коэффициента отражения отражательных решеток и избирательными свойствами самой резонансной полости. Ее размеры не совпадают с расстоянием  $N_p \lambda$  между ближними краями отражателей, поскольку отражение имеет распределенный характер. Чем меньше отличие  $\rho$  от 1, тем глубже генерируемая в по-

лость волна заходит в отражатели, так что фактические размеры полости  $N_p \lambda$  оказываются обычно больше  $N_p \lambda$ .

Если геометрическая длина полости  $N_p \lambda = l_p$ , а удвоенная глубина проникновения волны в решетку  $2l_0$ , то расстояние между эффективными центрами отражения  $L = N_p \lambda = l_p + 2l_0$ . Резонанс обеспечивается при выполнении двух условий:

частота находится в полосе отражения решетки;

расстояние между центрами отражения решетки  $L$  равно целому числу полуволн  $n\lambda/2 = L$ .

Для одномодового режима работы резонатора в полосе отражения должен существовать только один резонанс. Для этого необходимо, чтобы

$$2l_0 > l_p. \quad (8.7)$$

В общем случае улучшение согласования преобразователей позволяет снизить вносимые потери, однако при этом ухудшается добротность. В датчиках обычно стремятся сохранить высокую добротность резонаторов и идут на рассогласование преобразователей с внешними цепями.

### 8.3. МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ДАТЧИКОВ НА ПАВ

В приборах на ПАВ нашли применение пьезоэлектрические монокристаллы, пьезокерамика и слоистые системы, представляющие комбинацию из непьезоэлектрической подложки и пьезопленки, предназначенной для возбуждения и приема ПАВ. Слоистые системы в виде пьезоподложки и диэлектрической пленки позволяют реализовать преобразователи с повышенной температурной стабильностью [12, 14, 18].

В традиционных применениях ПАВ материалы должны иметь: малые акустические потери; большую эффективность электромеханического преобразования; высокую температурную стабильность, низкую скорость распространения ПАВ, которая достигается при определенных толщинах пленки.

На практике наиболее широкое применение получили пьезокварц, ниобат и танталат лития, германат висмута, берлинит, пленки нитрида алюминия, окиси цинка, сульфида кадмия.

В датчиках на ПАВ преимущественно используется пьезокварц, а из сильных пьезоэлектриков – ниобат лития. Перспективным представляется использование в качестве материалов подложек – звукопроводов для ПАВ монокристаллического кремния, технология формообразования для которого достигла в последние годы высокого уровня. В этом случае для возбуждения ПАВ применяют пьезоэлектрические пленки ZnO [5].

#### 8.4. СХЕМОТЕХНИКА ПАВ-ДАТЧИКОВ

ПАВ-датчики строятся в основном по схеме с частотным выходом [160]. Основа частотных датчиков — автогенератор, в качестве частото-задающего элемента используется линия задержки или резонатор на ПАВ. Как правило, используется дифференциальная схема с двумя автогенераторами и формирователем сигнала разностной частоты.

В ряде применений ПАВ-датчики выполняются по схеме с фазовым выходом [190, 26].

Простейшая схема рис. 8.5 а содержит единственную линию задержки (ЛЗ) и генератор опорной частоты. Фазометр измеряет набег фазы  $\Delta\varphi$  между входом и выходом. Недостаток схемы — зависимость времени задержки и разности фазы  $\Delta\varphi$  не только от полезного воздействия на ЛЗ, но и от дестабилизирующих факторов, например температуры. Этот недостаток в значительной мере устраняется в дифференциальных схемах (рис. 8.5, б, в). В схеме рис. 8.5, б одна из линий задержки является рабочей, перестраиваемой измеряемым воздействием, вторая — опорная. Благодаря тому что ЛЗ размещены на одной подложке и коллинеарны, их реакция на температурные воздействия, приводящие к фазовым сдвигам, практически идентична. Эффект влияния температуры может быть ослаблен в 10–1000 раз, и разность фаз на выходе от температуры практически не изменяется.

По дифференциальному принципу построена и схема рис. 8.5, в. Однако здесь сравнение фаз осуществляется для сигналов низкой частоты. Это дает заметное повышение в точности измерения фазы по сравнению с измерениями на высокой частоте. Перенос сигналов в низкочастотную

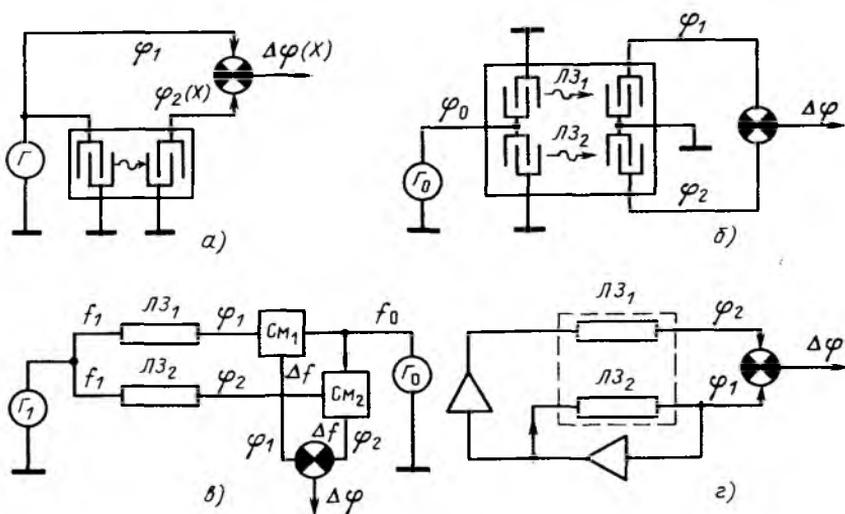


Рис. 8.5. Схемы ПАВ-датчиков с фазовым выходом

часть спектра осуществляется введением дополнительного генератора и смесителей  $См_1$  и  $См_2$ , выделяющих сигналы разностной частоты  $\Delta f = f_1 - f_0$ . Как известно, при переносе в низкочастотную область разность фаз сохраняется.

В варианте дифференциальной схемы рис. 8.5,2 исключены внешние задающие генераторы. Взамен одна из линий задержки, например опорная ЛЗ<sub>1</sub>, вместе с усилителем образует автогенератор, подключенный к входу рабочей ЛЗ<sub>2</sub>. Такое построение позволяет несколько упростить схему датчика.

Проведем оценки чувствительностей фазовых ПАВ-датчиков. Как и в датчиках на ОАВ, эффекты модуляции размеров и скоростей распространения лежат для ПАВ-приборов обычно в пределах 0,01–1%. В тех же пределах варьируется и длина волны ПАВ. Эффективная длина типичного ПАВ-преобразователя составляет несколько сот длин волн. В результате набег фазы по длине ЛЗ, вызванный изменениями ее параметров и пропорциональный числу длин волн, практически составляет единицы и десятки радиан, что при использовании современных цифровых фазометров позволяет реализовать измерения с погрешностью 0,1–1%.

При построении ПАВ-датчика по схеме с временным выходом на входной ВШП от внешнего генератора подается радиоимпульс. Его длительность выбирается меньше времени распространения по ЛЗ. Частота выбирается близкой к частоте синхронизма ВШП. О значении внешнего измеряемого воздействия судят по времени прохождения радиоимпульса со входа на выход ЛЗ.

ПАВ-датчики с амплитудным выходом практически не используются. Это связано прежде всего со значительными собственными потерями ПАВ-приборов. В лучших из них потери составляют не менее 5–8 дБ, для большинства уровень потерь заметно выше и составляет 15–25 дБ. Имеется значительное число факторов, затрудняющих стабилизацию потерь в процессе эксплуатации, что создает принципиальные ограничения для реализации преобразователей с амплитудным выходом.

## 8.5. ПАВ-ГЕНЕРАТОРЫ

Автогенератор с частотозадающим элементом на основе ЛЗ либо резонатора на ПАВ – основа частотных ПАВ-датчиков, которые, как и в случае резонаторов на ОАВ, строятся по дифференциальной схеме [15, 161].

**Генераторы с линией задержки.** В генераторах с ЛЗ на ПАВ используется принцип рециркуляции, который применяется как в генераторах с ЛЗ на ОАВ, так и в оптических интерферометрах, генераторах СВЧ и т.п. Схема генератора показана на рис. 8.6,а. Для поддержания колебаний в такой схеме необходимо, чтобы на частоте генерации усилитель обдал коэффициентом передачи  $W_y(j\omega)$ , достаточным для компенсации потерь в ЛЗ. Если коэффициент передачи ЛЗ  $W_{ЛЗ}(j\omega)$ , то условие гене-

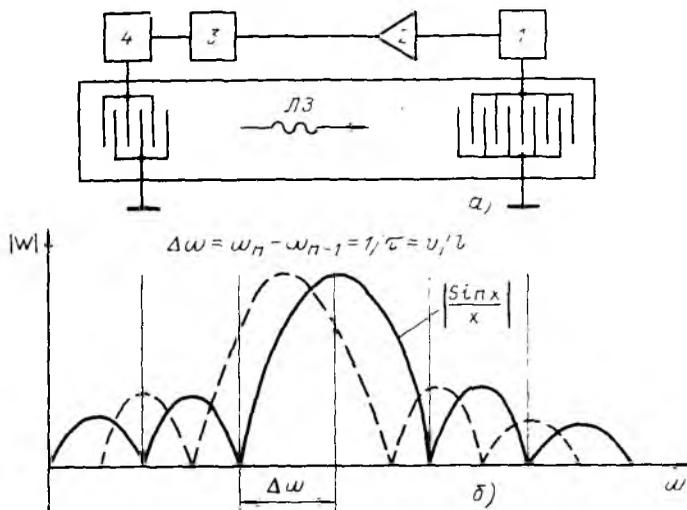


Рис. 8.6. Генератор с линией задержки на ПАВ:

1, 4 – согласующие четырехполюсники; 2 – широкополосный усилитель; 3 – частотно-избирательная схема

рации записывается как

$$|W_y W_{ЛЗ}| \geq 1. \quad (8.8)$$

Набег фазы разомкнутой цепочки ЛЗ–усилитель на частотах генерации, как обычно, должен быть равен или кратен  $2\pi$ :

$$\varphi_{ЛЗ} + \varphi_y = 2\pi n (n = 1, 2 \dots), \quad (8.9)$$

где  $\varphi_{ЛЗ}$  и  $\varphi_y$  – набег фаз в ЛЗ и усилителе соответственно. В общем случае условия генерации могут выполняться одновременно для нескольких частот. Так же, как и в случае генераторов на основе объемных резонаторов, стабилизирующая роль частото задающего элемента (здесь линии задержки) определяется крутизной фазовой характеристики этого элемента на частотах вблизи рабочей частоты генератора. Передаточная функция ЛЗ [15, 16] определяется как

$$|W_{ЛЗ}(j\omega)| = k \frac{\sin x_1}{x_1} \frac{\sin x_2}{x_2}. \quad (8.10)$$

Здесь  $k$  – коэффициент передачи ЛЗ;  $x_1 = \pi N_1 (f - f_0) / f_0$ ;  $x_2 = \pi N_2 (f - f_0) / f_0$ ;  $N_1, N_2$  – количество пар электродов в преобразователях.

Рассматривая ЛЗ как элемент, вносящий запаздывание  $\tau$  в передачу сигнала со входного ВШП на выходной, можно записать его фазовую характеристику как

$$\varphi_{ЛЗ} = -\omega\tau - \pi. \quad (8.11)$$

Из (8.11) находим набор возможных частот колебаний в замкнутом контуре ЛЗ–усилитель:

$$\omega_n = \frac{(2n - 1)\pi - \varphi_y}{\tau}. \quad (8.12)$$

Таким образом, спектр оказывается линейчатым (рис. 8.6,б). Расстояние между соседними спектральными линиями постоянно и равно

$$\Delta\omega = \omega_n - \omega_{n-1} = 1/\tau = V/l.$$

В большинстве практических случаев необходимо обеспечивать одномодовый режим генерации, для чего нужно создать предпочтительные условия для поддержания незатухающих колебаний (рециркуляции) в системе на одной из частот. Это достигается благодаря селективности ВШП. С учетом условия баланса амплитуд необходимо удовлетворить систему неравенств

$$KK_y \frac{\sin x_1}{x_1} \frac{\sin x_2}{x_2} \geq 1, \quad \omega = \omega_N; \quad (8.13)$$

$$KK_y \frac{\sin x_1}{x_1} \frac{\sin x_2}{x_2} < 1, \quad \omega \leq \omega_{N-1}; \quad \omega \geq \omega_{N+1}.$$

Совместное решение неравенств (8.13) определяет условие моночастотности ПАВ-генератора:

$$N_1 = N \text{ либо } N_2 = N. \quad (8.14)$$

Из соотношений (8.13) – (8.14) следует, что длина акустического пути  $l$  должна удовлетворять условию

$$l = N \frac{2\pi V}{\omega_N} = N\lambda_0, \quad (8.15)$$

где  $\lambda_0$  – длина волны ПАВ на частоте генерации.

Таким образом, *достаточным условием моночастотности является равенство протяженности одного из ПАВ преобразователей длине акустического пути*. В этом случае все остальные возможные частоты генерации находятся в областях нулевого коэффициента передачи структуры. Отметим, что для компенсации фазовых сдвигов, вносимых усилителем и согласующими каскадами, необходимо выбирать длину акустического

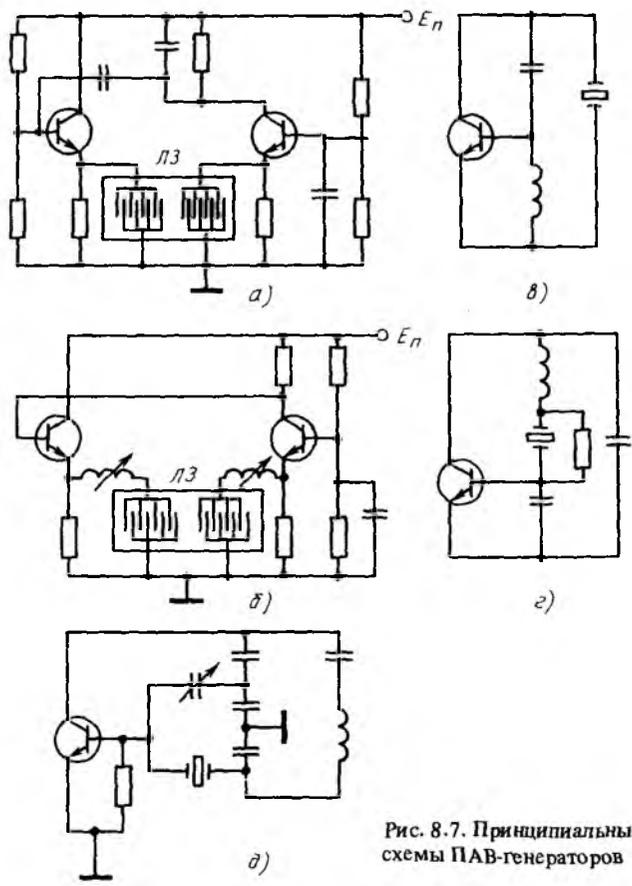


Рис. 8.7. Принципиальные схемы ПАВ-генераторов

пути  $l$ , удовлетворяющую условию

$$\begin{cases} l = N\lambda_0 - \Delta l; \\ \Delta l = \frac{(-\pi + \varphi_y) V}{\omega_N} \end{cases} \quad (8.16)$$

Кроме основных элементов — усилителя и ПАВ ЛЗ (или ПАВ-резонатора) — в схему генератора могут входить согласующие четырехполюсники и частотно-избирательные элементы, обеспечивающие модовую селекцию. Элементы согласования и селекции выполняются либо на пассивных компонентах, либо с использованием избирательных усилителей.

Варианты генераторов с ЛЗ и одноходовыми ПАВ-резонаторами представлены на рис. 8.7. Схемы генераторов с одноходовыми резонаторами ПАВ (рис. 8.7, в, г) практически мало отличаются от генераторов с резонаторами на ОАВ. Существуют схемы однорезонаторных ПАВ-ге-

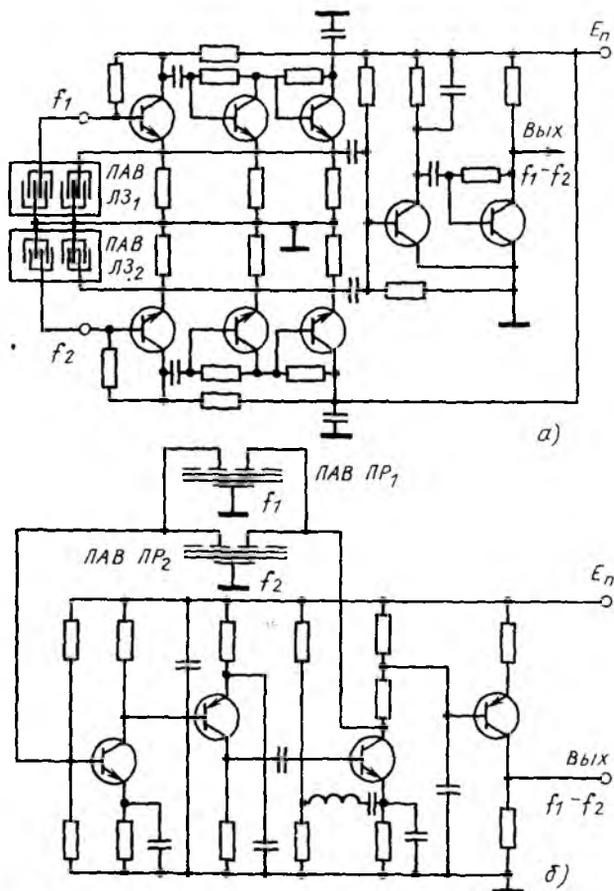


Рис. 8.8. Дифференциальные автогенераторные схемы ПАВ-датчиков

нераторов с включением резонатора в цепи обратной связи, между коллектором и эмиттером, между базой и эмиттером с цепями нейтрализации статической емкости.

Для двухвходовых ПАВ-резонаторов пригодны схемы генераторов, аналогичные применяемым в случае четырехполюсных преобразователей на ОАВ. Дифференциальные автогенераторные схемы ПАВ-датчиков содержат два автогенератора, смеситель и фильтр низких частот. Особенностью схемных решений по сравнению с дифференциальными схемами датчиков на ОАВ является применение более тщательной развязки выходов автогенераторов с помощью дополнительных усилителей. На рис. 8.8 даны варианты дифференциальных схем. Схема рис. 8.8, а выполнена на двух генераторах. В схеме рис. 8.8, б применен двухчастотный

нератор. В параллель подключены сразу два ПАВ-резонатора. В случае генераторов на ПАВ нестабильность усилителя примерно в равной степени варьирует частоту обоих плеч дифференциальной схемы, что снижает дрейф выходного сигнала.

ПАВ-генераторы вследствие сравнительно низкой добротности задающих элементов в значительно большей степени дрейфуют из-за вариации параметров усилительных и согласующих каскадов. В этой связи требуется обеспечить высокую степень стабилизации питающих напряжений [161].

### 8.6. ТЕРМОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПАВ-ПРИБОРОВ

В основе температурной чувствительности электрических характеристик ПАВ-приборов лежат эффекты, аналогичные эффектам в пьезорезонаторах на ОАВ — изменения геометрических размеров, плотности и других свойств материалов звукопровода. Отличительная особенность ПАВ-приборов — существенное влияние на температурные характеристики свойств пленочных преобразователей и неоднородностей, формируемых на поверхности подложки. Это легко объяснить, если учесть, что энергия ПАВ сосредоточивается в основном вблизи границы раздела подложки и покрытий и вклад от изменения свойств в этой зоне является определяющим при формировании ТЧХ.

Термочувствительность ПАВ-приборов рассмотрим на примере линий задержки. Аналогичный подход приемлем в первом приближении и для резонаторов, хотя в последнем случае описание ТЧХ заметно усложняется из-за сильных поправок, вносимых в ТЧХ влиянием отражательных структур.

Время задержки  $\tau = l/V$ , поэтому в первом приближении температурный коэффициент времени задержки  $T_\tau$  определяется как

$$T_\tau = \frac{1}{\tau} \frac{\partial \tau}{\partial t} = l \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{1}{V} \right) - \frac{1}{V} \left( \frac{\partial l}{\partial t} \right) = \alpha - T_V, \quad (8.17)$$

где  $\alpha = \frac{1}{l} \frac{\partial l}{\partial t}$  — ТКЛР в направлении длины ЛЗ, а  $T_V$  — температурный коэффициент (ТК) скорости ПАВ.

Таким образом, для определения  $T_\tau$  необходимо знать температурную зависимость скорости ПАВ и величину  $\alpha$ .

Если заданы ориентация подложки ( $\varphi$ ,  $\theta$ ) и направление распространения, то определение коэффициента линейного расширения  $\alpha$  не вызывает трудностей. Сложней обстоит дело с определением ТК скорости  $T_V$ . Поскольку формул для определения скорости ПАВ не существует, остается один путь — вычисление скоростей ПАВ при разных температурах, исходя из численных значений упругих констант и плотности, для заданных ориентаций подложки и направления распространения при

этих температурах. По изменениям скорости в функции температуры затем рассчитываются величины  $T_{\nu}$ .

Как показывают многочисленные исследования [162–167], температурная зависимость времени задержки для ЛЗ на ПАВ может быть, как и в случае объемно-волновых пьезорезонаторов, представлена в виде полинома третьей степени:

$$\tau(t) = \tau(t_0) \left[ 1 + \sum_{n=1}^3 T_{\tau}^{(n)} (t - t_0)^n \right]. \quad (8.18)$$

Аналогично для ПАВ-резонатора температурная зависимость частоты представлена в виде

$$f(t) = f(t_0) \left[ 1 + \sum_{n=1}^3 T_f^{(n)} (t - t_0)^n \right]. \quad (8.19)$$

**Термостабильные ПАВ-приборы.** Прежде всего остановимся на пьезокварцевых преобразователях. Для них в требуемом диапазоне температур  $T_{\tau}$  или  $T_f$  должны обращаться в нуль. Имеется большое число срезов кварца, удовлетворяющих этим требованиям. В принципе здесь представляются существенно большие возможности: при поиске могут варьироваться все три угла, определяющие свойства ПАВ. В объемных резонаторах — две степени свободы — углы среза  $\varphi$ ,  $\theta$ ; в случае ПАВ дополнительная степень свободы — направление распространения волны  $\psi$ .

Однако несмотря на это, *ориентации, обладающей ТЧХ, аналогичной ТЧХ АТ-среза для ОАВ, у приборов на поверхностных волнах нет.* Для найденных термостабильных ориентаций ТЧХ имеет вид параболы. Простейшим термостабильным является одноповоротный *ST*-срез кварца, у которого подложка развернута вокруг оси  $X$  на угол, близкий к  $42^\circ 30'$  (для *AT* этот угол составляет  $\sim 35^\circ 30'$ ), а волна распространяется вдоль оси  $X$ . Для *ST*-среза  $T_f^{(1)} = 0$ ;  $T_f^{(2)} = -39,6 \cdot 10^{-9} \text{ K}^{-2}$ ;  $T_f^{(3)} = 58,3 \cdot 10^{-12} \text{ K}^{-3}$  (рис. 8.9,а).

ТЧХ для приборов *ST*-среза варьируется при изменениях как ориентации  $\varphi$ ,  $\theta$ , так и направления распространения ПАВ. Ниже приведены поправки к ТКЧ первого порядка  $\Delta T_f^{(1)}$  при корректировке углов на  $1'$ :

$\Delta$	$\Delta T_f^{(1)}, \text{ K}^{-1}$
$d\varphi = 1'$	$3,5 \cdot 10^{-9}$
$d\theta = 1'$	$0,6 \cdot 10^{-9}$
$d\psi = 1'$	$3,5 \cdot 10^{-9}$

Кубической зависимостью температурного коэффициента задержки (ТКЗ) от  $t$  обладает ПАВ для среза кварца  $X +46^\circ$ , однако в отличие от *AT*-среза температуры экстремума у него лежат много выше ком-

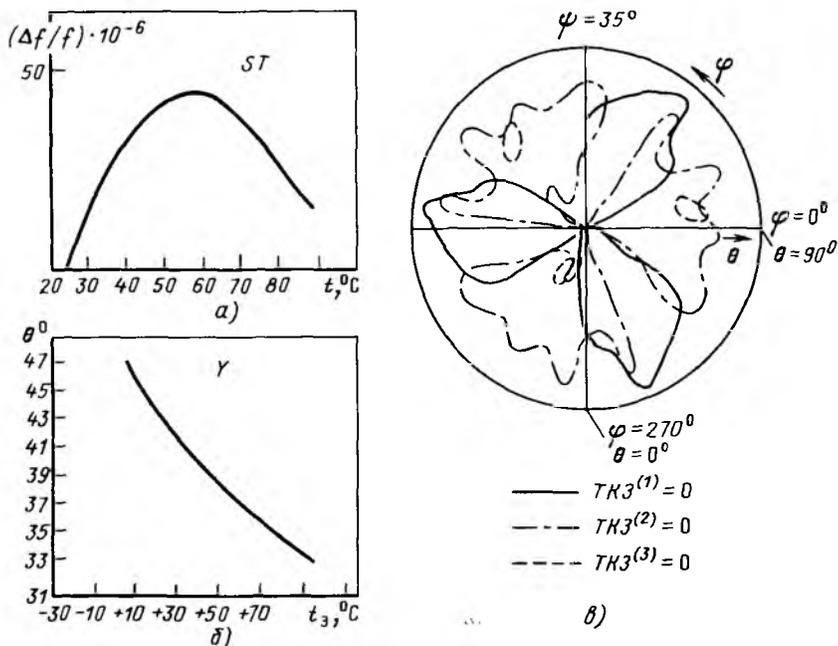


Рис. 8.9. Термочувствительность ПАВ:

*a* – ТЧХ *ST*-среза; *б* – зависимость температуры экстремума параболической ТЧХ повернутых *Y*-срезов; *в* – геометрическое место точек с нулевым ТКЗ первого, второго и третьего порядков

натной. Среди семейства термостабильных срезов далеко не все имеют практическую ценность. Для создания качественных ПАВ-приборов необходимо, чтобы угол отклонения потока энергии от направления распространения был минимален, а коэффициент электромеханической связи был достаточно большим. Одновременно эти условия, естественно, удовлетворяются не для каждой термостабильной ориентации.

В плоскости *Y*-среза имеются два направления распространения, для которых ТКЗ равен нулю, однако практически они не используются из-за неудовлетворительных характеристик преобразователей при работе в этих направлениях.

Между *Y*- и *SC*-срезами имеется ориентация, развернутая примерно на  $+34^\circ$ , которая обладает важным свойством – для нее по двум взаимно перпендикулярным направлениям ТКЗ равен нулю, а скорости ПАВ равны между собой. Этот срез представляет практический интерес при реализации дифференциальных датчиков механических величин.

Один из путей построения термостабильных ПАВ-приборов связан с нанесением на подложку термокомпенсирующих пленочных покрытий. Так, в случае ниобата лития нулевой ТК первого порядка достигается

для подложки повернутого на  $128^\circ$   $Y$ -среза при напылении на нее  $\text{SiO}_2$  толщиной  $0,2\lambda$  [12].

### 8.7. ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ПАВ

Температурный коэффициент частоты первого порядка для ПАВ может достигать для пьезокварца, как показывают расчеты,  $5 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$ . Это дает повод для рассмотрения ПАВ-приборов в качестве основы высокочувствительных датчиков температуры.

Как и в случае резонаторов ОАВ, к подобным термодатчикам предъявляются требования высокой линейности, что обеспечивается нулевыми либо близкими к нулю значениями температурных коэффициентов  $T_f^{(2)}$  и  $T_f^{(3)}$ . Теоретические и экспериментальные исследования до настоящего времени проводились в основном для пьезокварца. В результате расчетов выявлены два перспективных среза с линейной ТЧХ, получивших сокращенные наименования *JCL* и *LST* [166]. Основные характеристики этих срезов приведены в табл. 8.1. В скобках даны экспериментальные результаты. Для среза *LST* данные приведены для двух близких ориентаций. Причинами расхождения теории и эксперимента являются влияние на ТЧХ системы металлических ВШП, а также поправки, вносимые электронной схемой и неточностями исходных констант материала. Как обычно, оптимальная ориентация может быть найдена путем экспериментальных уточнений. В отличие от ОАВ для ПАВ-приборов ТЧХ достаточно описывать двумя температурными коэффициентами  $T_f^{(1)}$  и  $T_f^{(2)}$ . Как показывают исследования, на коэффициент третьего порядка  $T_f^{(3)}$  оказывают воздействие множество плохо поддающихся учету факторов, в результате чего разброс данных значительно превышает приемлемый. Сравнивая срезы *JCL* и *LST*, можно отметить, что первый из них имеет в 1,5 раза больший коэффициент электромеханической связи, в то время как срез *LST* в 1,5 раза более термочувствителен. Экспериментальные значения нелинейностей  $N$  сопоставимы и имеют примерно одно значение. Практически для диапа-

Таблица 8.1

Ориентация	Углы среза, град		Угол направления распространения $\psi$ , град	$V_{\text{теор}}$ , м/с
	$\varphi$	$\theta$		
<i>JCL</i>	0	42,1	39,0	3275
<i>LST</i>	11,4	59,4	35,0	3360
<i>LST</i>	11,24	59,24	35,0	3360

зона  $-50 \div +100$  °С отклонения от линейности колеблются в пределах  $0,05-0,4$  °С, т.е. хуже, чем у LC-среза на ОАВ.

При конструировании ПАВ-термодатчиков возникает ряд принципиальных трудностей, ограничивающих сферу их применений. Одна из них связана с проблемой размещения электронной схемы возбуждения. Учитывая, что рабочие частоты высоки — обычно 100 МГц и выше — генератор должен устанавливаться в непосредственной близости от ПАВ-структуры. Это ограничивает предельную температуру в большинстве случаев значениями  $100 \div 125$  °С. При построении датчика по дифференциальной схеме приходится сталкиваться с проблемой стабилизации опорного ПАВ-генератора в диапазоне рабочих температур. Генераторы ПАВ пока еще существенно уступают генераторам на ОАВ в температурной стабильности.

Таким образом, линейный ПАВ-термодатчик, выполненный по дифференциальной схеме, реализуется только на сравнительно узкий температурный диапазон. В широком диапазоне температур, когда уходы опорного генератора превышают допустимые уровни нелинейности преобразования, использование срезов с линейной ТЧХ оказывается неоправданным. В этой ситуации можно использовать срезы с нелинейной ТЧХ.

Если ТЧХ термодатчика допускает нелинейной, открывается заманчивая возможность построения дифференциального датчика, сформированного на одной подложке, с применением двух ПАВ-структур с неколлинеарным направлением распространения. Так, на подложке ST-среза можно сформировать две линии задержки — одну вдоль термостабильного направления  $X$ , вторую — вдоль направления с  $\psi = 39,0$  (срез JCL).

Одно из потенциальных преимуществ термодатчиков на ПАВ — возможность обеспечить конструктивными средствами хороший тепловой контакт между контролируемым объектом и тыльной стороной подложки с ПАВ-структурой. Это выгодно отличает их от датчиков на ОАВ, низкое быстродействие которых является следствием плохой теплопередачи на пьезоэлемент. Как показывают эксперименты, выигрыш ПАВ-датчиков

Ориентация	$k^2$ , м	$T_f^{(1)} \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$	$T_f^{(1)} \cdot 10^{-9} \text{ K}^{-2}$	$T_f^{(3)} \cdot 10^{-12} \text{ K}^{-3}$
JCL	0,21	22 (18)	-0,06 (-1,5)	-
LST	0,10	33 (28)	-0,04	-
LST	0,09	40 (31)	-0,04 (-2,0)	-0,03

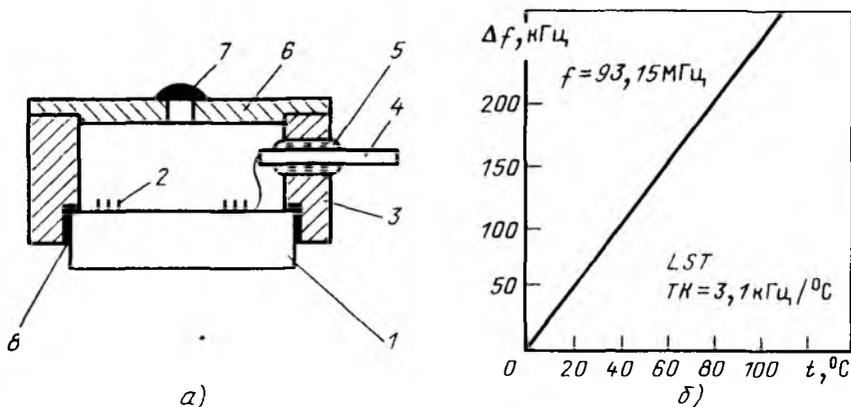


Рис. 8.10. Термодатчик на ПАВ:

*a* – конструкция ТЧР; *б* – ТЧХ датчика *LST*-среза; 1 – кварцевая подложка; 2 – ВШП; 3 – корпус; 4 – гермоввод; 5 – керамика; 6 – посеребренная крышка; 7 – герметизирующее уплотнение; 8 – эпоксидный клей

по сравнению с датчиками на ОАВ при контроле температуры поверхностей твердых тел при сопоставимых размерах составляет 20:1. Пример реализации термодатчика на ПАВ приведен на рис. 8.10 [166]. Датчик конструктивно содержит кварцевую подложку с ПАВ-преобразователями, контактирующую с контролируемым объектом своей нижней поверхностью. ПАВ-преобразователь находится в герметизированном, заполненном гелием объеме; соединение с электронной схемой осуществляется через гермовводы.

Прямой тепловой контакт подложки с контролируемым объектом наряду с положительным эффектом (повышением быстродействия), очевидно, вносит и отрицательный момент – появляется паразитная чувствительность датчика к силовому взаимодействию контактирующих поверхностей. В ряде случаев снять этот эффект удастся за счет использования промежуточных тонких слоев смазок с хорошей теплопроводностью. Для нахождения универсального решения требуется выбор срезов, обладающих компенсацией по отношению к поверхностным напряжениям, аналогичных срезу *SC* объемных кварцевых резонаторов. Исходя из данных о стабильности современных ПАВ-генераторов, можно дать оценки разрешающей способности и временной стабильности ПАВ-термодатчиков.

Для упрощения примем, что ТКЧ ПАВ-прибора близок к  $30 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ , собственная нестабильность ПАВ-генератора за интервал в несколько секунд примерно равна  $3 \cdot (10^{-8} - 10^{-9})$ , а долговременная нестабильность за год – примерно  $10^{-5} - 10^{-6}$ . Тогда разрешающая способность ПАВ-термометра составит  $(10-30) \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}$ , а дрейф за год 0,03–0,3  $^\circ\text{C}$ . Это, естественно, хуже, чем у кварцевых термометров на ОАВ, однако

вполне приемлемо для широкого круга задач. Следует, однако, оговориться, что речь шла об оценках потенциальных возможностей. На пути их достижения множество препятствий схемно-конструктивного и технологического плана. На сегодня вопрос о конкурентоспособности ПАВ-термодатчиков остается открытым. Среди причин, тормозящих их внедрение, остаются сравнительно высокая сложность и, конечно, большие габариты, определяемые в основном размерами подложек ПАВ.

## 8.8. ТЕНЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПАВ-ПРИБОРОВ

Изменения параметров ПАВ при воздействиях на подложку механических нагрузок порождаются, как и в случае с температурными воздействиями, изменениями геометрических размеров подложек, а также упругих констант и плотности, ответственных за вариации скорости ПАВ. Как отмечалось в § 2.2, чувствительность к механическим воздействиям в существенной степени определяется нелинейными упругими свойствами, которые учитываются в расчетах с помощью упругих модулей третьего порядка. Это дает лучшее приближение теории к эксперименту как в случае объемно-волновых резонаторов, так и для приборов на ПАВ. Однако учета одного этого фактора в случае ПАВ недостаточно. Повышение точности расчета достигается, если учитывается характер распределения статических напряжений и деформаций не только вдоль поверхности подложки, но также и вглубь.

Это играет особенно существенную роль, когда создается сложное напряженное состояние, например изгиб консоли или деформация мембраны с преобразователями ПАВ [64, 155, 156, 158].

Как и в случае объемных резонаторов, чувствительность ПАВ к механическим воздействиям можно оценивать коэффициентами силовой чувствительности  $K_F$ , тензочувствительности  $K_\sigma$  и т.п. Коэффициент тензочувствительности ПАВ у пьезокварца близок к  $K_\sigma$  у объемно-волновых резонаторов и составляет около  $(1-5) \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$ .

Схема прямого нагружения ПАВ-преобразователя усилиями, лежащими в плоскости подложки, используется редко, поскольку для получения девиаций 0,1% требуются значительные нагрузки (толщина ПАВ-подложек обычно составляет 0,5–5 мм). Тех же эффектов при меньших усилиях легко достичь применением консольных конструкций силочувствительных элементов. Как отмечалось, такая схема в случае резонаторов ОАВ практически не использовалась ввиду большой нелинейности при консольном нагружении одинарного резонатора. В случае ПАВ консольная схема дает достаточно высокую линейность и позволяет реализовать простые и высокочувствительные преобразователи на широкий диапазон номинальных нагрузок.

Эффект от механического воздействия определяется ориентацией и формой подложек, направлением распространения волны, характером прикладываемой нагрузки. В датчиках механических величин чаще

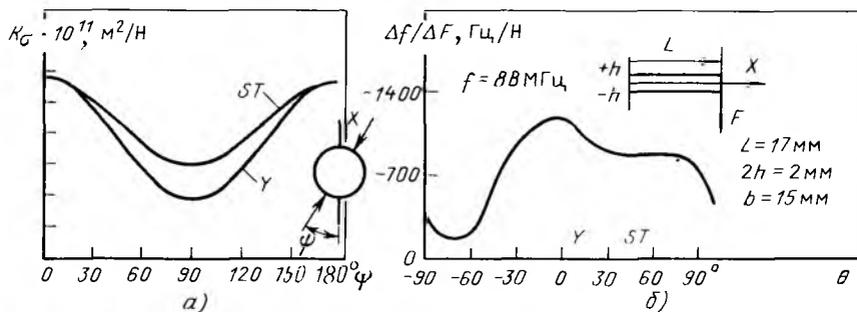


Рис. 8.11. Чувствительность ПАВ к механическим нагрузкам:

*а* – тензочувствительность дисков (*Y*- и *ST*-срезов; радиальные усилия вдоль азимута  $\psi$  в плоскости диска); *б* – изгиб прямоугольной пластины ( $\theta$  – угол среза;  $X$  – длина пластины)

других используют ПАВ-приборы *Y*- и *ST*-среза. Их силовая чувствительность иллюстрируется рис. 8.11. Экспериментально установлено, что силовая чувствительность ПАВ-резонаторов не совпадает с силовой чувствительностью линий задержки. Это имеет место как в случае простейших однородных нагрузок подложек, так и для более сложных схем нагружения. По-видимому, здесь играют роль два основных фактора:

структура отражателей создает при механических воздействиях концентрации напряжений на поверхности деформируемой подложки;

характер распределения энергии в полости резонатора отличается от характера распределения энергии по длине линий задержки.

Следует отметить, что указанные эффекты плохо поддаются количественной оценке.

### 8.9. ОСНОВНЫЕ РАЗНОВИДНОСТИ СИЛОВОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ПАВ

В датчиках механических величин на ПАВ обычно используются чувствительные элементы с дифференциальным включением ПАВ-преобразователей. Недифференциальные схемы из-за проблем передачи ВЧ-сигналов практически не применяются. При конструировании СЧЭ на ПАВ имеется достаточно большая свобода выбора топологии дифференциального преобразователя [26, 160, 168]. Укажем основные варианты.

1. Два ПАВ-преобразователя, образующие дифференциальную схему, могут быть сформированы на одной поверхности подложки (рис. 8.12, *а*, *б*, *ж*). Это наиболее простой в технологическом отношении вариант ЧЭ. Однако здесь далеко не всегда удастся подвести измеряемое силовое воздействие таким образом, чтобы ПАВ-элементы изменяли свои параметры дифференциально, т.е. в равной степени, но с противоположными

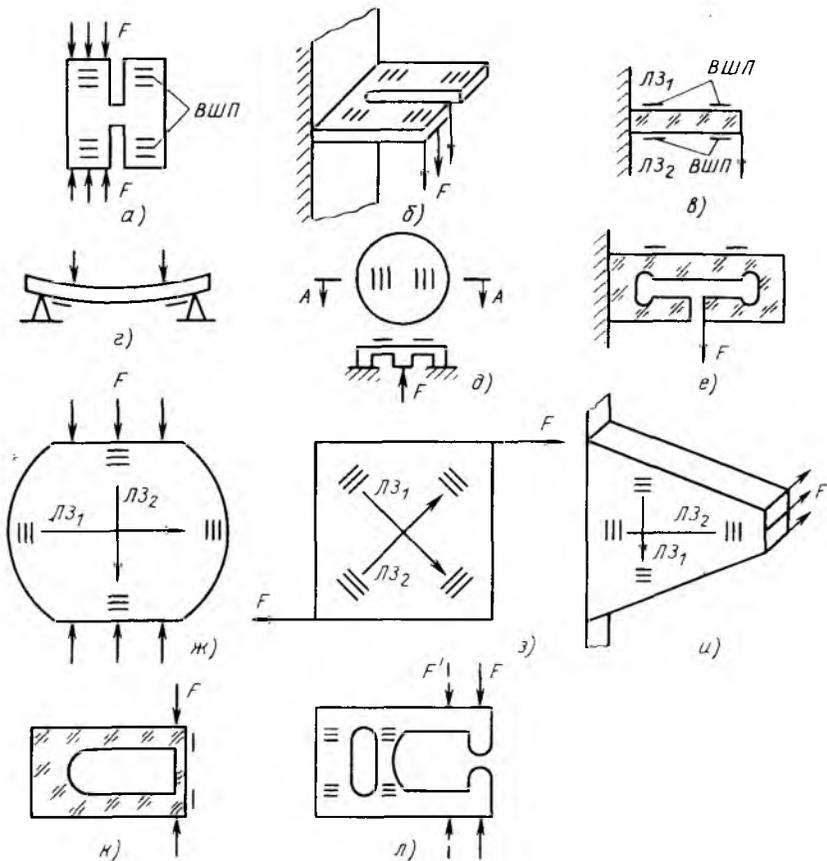


Рис. 8.12. Силочувствительные элементы на ПАВ

знаками. В ряде случаев приходится идти на уменьшение чувствительности – один из преобразователей размещается в зоне, свободной от деформаций. При этом преобразователи целесообразно выполнять идентичными, что обеспечивает подавление дрейфа нуля от температуры и упрощает унификацию электронной схемы (рис. 8.12,а). Принципиально в плоскости подложки возможно и неколлинеарное (под углом) размещение двух преобразователей ДСЧЭ (рис. 8.12,ж–и). Следует, однако, помнить, что температурные характеристики ЛЗ или резонаторов прямо определяются направлением распространения ПАВ. Таким образом, в общем случае дифференциальная схема с неколлинеарными преобразователями не дает эффекта снижения температурной погрешности нуля. Добиться этого снижения можно двумя способами:

выбором двух неколлинеарных направлений, характеризующихся равными ТКЗ (или ТКЧ);

выбором среза подложки, обеспечивающим на ней по двум направлениям нулевые ТКЗ (ТКЧ).

Особенности симметрии кристаллов пьезокварца дают известный простор для реализации указанных способов. В качестве примера снова сошлемся на [164], где предложена комбинация, состоящая из двух ПАВ-преобразователей, выполненных на подложке среза  $Y/+34^\circ$  под углом  $90^\circ$ . Оба преобразователя обладают нулевым ТКЗ, что позволяет создать дифференциальные СЧЭ для контроля усилий типа сжатие-растяжение (рис. 8.12,ж) и усилий сдвига (рис. 8.12,з).

2. В ряде случаев оказывается выгодным размещение ПАВ-преобразователей на двух плоскостях подложки. Технологически это представляет известное усложнение в сравнении с планарным вариантом с одной рабочей поверхностью, однако практически это возможно и обеспечивает выигрыш в габаритах приборов. Здесь имеются два варианта взаимной ориентации рабочих плоскостей: параллельная и непараллельная. В плане требований дифференциальности первый из них проще и в этой связи получил достаточно большое распространение. Разновидность конструкций СЧЭ с двумя рабочими плоскостями представлена на рис. 8.12,в; на них можно распространить все соображения, касающиеся выбора топологии СЧЭ с одной рабочей плоскостью.

3. Дважды дифференциальные схемы. Они содержат четыре ПАВ-преобразователя, два — на одной плоскости, два — на другой. Возможны и варианты с двумя дискретными СЧЭ, а также с размещением всех четырех преобразователей в одной плоскости. Оптимально, когда рабочими являются все четыре элемента (два — с положительным наклоном рабочей характеристики, два — с отрицательным).

Благодаря локализации ПАВ в приповерхностном слое подложки открывается возможность строить интегральные СЧЭ, в которых конструктивно объединяется целый ряд функциональных узлов датчиков. В этом отношении преимущества ПАВ-датчиков над датчиками на ОАВ очевидны. В ПРД на ОАВ основная разновидность чувствительного элемента — пластина, у которой вибрируют обе большие плоскости, поэтому конструкцию можно равивать только с торцов. В случае ПАВ это развитие может идти и вглубь от рабочей поверхности. Вследствие этого легко реализуется интегрирование СЧЭ с элементами крепления и упругой связки от боковых компонентов (рис. 8.12,е,к), защиты от перегрузок (рис. 8.2,л), механического усиления (рис. 8.12,л), трансформации упругих напряжений (рис. 8.12,з,д) и т.д. Здесь находят применение все современные методы формообразования (механическая обработка, химическое фрезерование, ионное травление и т.п.).

## 8.10. ПАВ-ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЯ

Конструкции датчиков давления на ПАВ отличаются уровнем конструктивной интеграции функциональных элементов [168–183].

Наиболее низким уровнем [25] обладают *дискретно-компонентные датчики давления*. Основное их отличие состоит в том, что преобразование давления в деформации ПАВ-преобразователя осуществляется в два этапа: сначала *с помощью дискретного упругого элемента* (чаще всего мембраны или сильфона) давление преобразуется в перемещение либо в усилие; затем это воздействие прикладывается к СЧЭ на ПАВ.

Более высокий уровень интеграции имеют конструкции, в которых *подложка с преобразователями на ПАВ служит одновременно и упругим (обычно мембранным) элементом*. Дополнительный дискретный УЭ, характерный для классических конструкций, в этом случае, как правило, отсутствует. В тех конструкциях, где он остается, его основной функцией является разделение рабочего объема с ПАВ-преобразователем и среды, в которой измеряется давление. При этом разделительный УЭ — обычно вялая мембрана или сильфон — выполняет функции повторителя давления.

В двух подобных конструктивных вариантах ПАВ-преобразователи выполняются на мембране. Простейший из них — *с плоской мембраной*. Более сложный — *с профилированной (интегральной) мембраной*: развитая по толщине периферия позволяет в значительной мере устранить влияние нестабильности механических соединений в местах заделки. Возможности снижения погрешностей временного дрейфа и гистерезиса в подобных конструкциях достаточно убедительно продемонстрированы в полупроводниковых датчиках давления [25]. Конструкции с дискретным СЧЭ и с плоской мембраной более просты с точки зрения изготовления элементов: ПАВ-преобразователи выполняются по стандартной технологии. Большая сложность изготовления датчиков с интегральной мембраной, однако, окупается более высоким уровнем достижимых точностей, и, что не менее важно, меньшей сложностью процессов сборки.

Рассмотрим основные варианты конструкций.

### а) Дискретно-компонентные датчики давления

Варианты кинематических схем дискретно-компонентных датчиков приведены на рис. 8.13.

В схеме (рис. 8.13,а) усилие, пропорциональное давлению, передается с мембраны на СЧЭ-пластину с двумя ПАВ-преобразователями на ней. Один из них расположен в зоне действия усилий, сжимающих подложку, второй ПАВ-преобразователь, играющий роль опорного, в дифференциальной схеме практически свободен от действия усилий благодаря изолирующей прорези в подложке. Как показано в § 2.2, схемы прямого нагружения обладают сравнительно низкой чувствительностью, вслед-

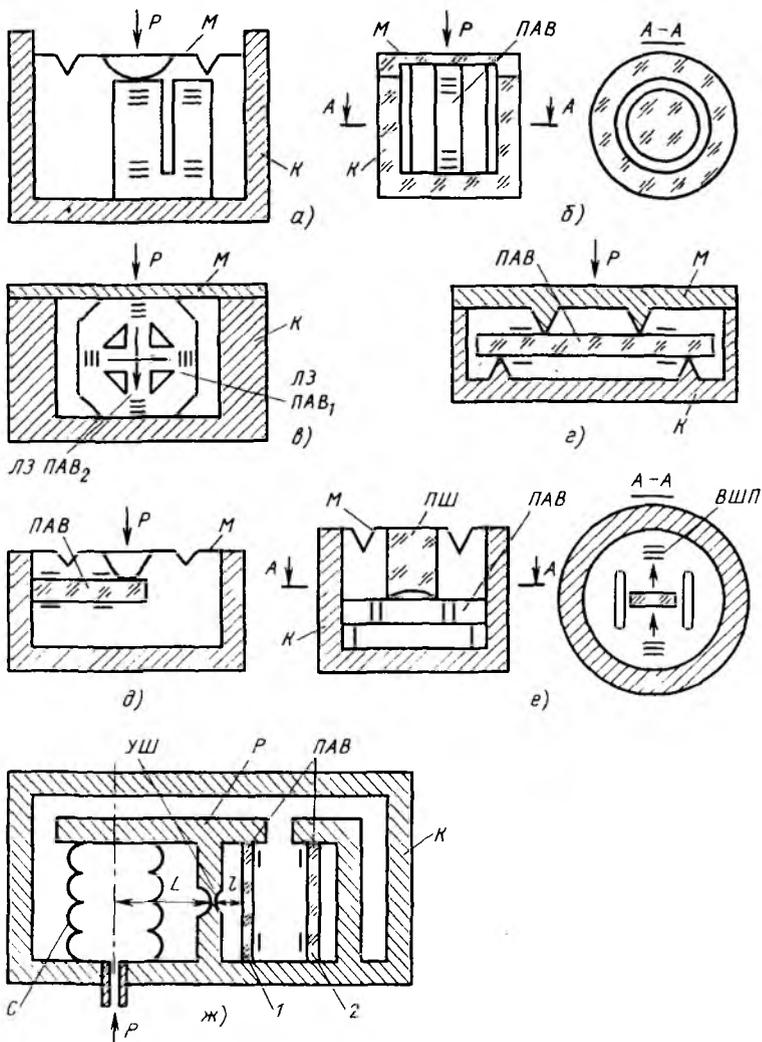


Рис. 8.13. Датчики давления с дискретным силовым чувствительным элементом на ПАВ:

*М* – мембрана; *К* – корпус; *УШ* – упругий шарнир; *Р* – рычаг; *С* – сильфон

ствие чего даже при минимальных размерах кристалла они пригодны для сравнительно больших номинальных давлений ( $\geq 10 \text{ кг/см}^2$ ).

Верхний предел измеряемых давлений в такой схеме прямого нагружения можно сделать практически близким к предельно допустимым напряжениям сжатия пьезокварца (примерно 2400 МПа), если выполнить СЧЭ в виде цилиндра с сечением, практически совпадающим с се-

чением рабочей зоны мембраны (рис. 8.13,б). В этом случае ПАВ-структура формируется на плоскости, выполненной вдоль образующей цилиндра.

В схеме с прямым нагружением конструкции (рис. 8.13,в) дифференциальный СЧЭ содержит два ПАВ-преобразователя (ЛЗ либо резонаторы), ориентированные под прямым углом. При подаче давления один из них сжимается, а второй растягивается. Номинальное давление может в широких пределах варьироваться выбором параметров мембраны и СЧЭ. Изменять чувствительность можно как за счет вариации толщины пьезоподложки, так и с помощью ослабляющих сквозных отверстий в теле СЧЭ (рис. 8.13,в). Подобная конструкция пригодна для реализации и дважды дифференциальной схемы. В этом случае вторая дифференциальная пара ПАВ-преобразователей может размещаться на тыльной плоскости СЧЭ.

В конструкции рис. 8.13,ж усилие на ПАВ-преобразователь передается через механический трансформатор, присоединенный одним концом рычага к входному сильфону, а вторым — к ЧЭ 1. При эффективном сечении сильфона  $S$  усилие  $F$  на ЧЭ 1 составит

$$F = SpL/l. \quad (8.20)$$

Опорный ПАВ-преобразователь 2 в целях устранения влияния температурного градиента присоединен к тому же упругому элементу, что и рабочий [176].

Среди датчиков давления с повышенной чувствительностью следует выделить показанные на рис. 8.13,з, д, е. Датчик на рис. 8.13,д реализован по классической схеме мембрана—консольный СЧЭ. При действии давления напряжения на верхней и нижней плоскостях консоли имеют противоположные знаки.

Коллинеарное расположение верхнего и нижнего преобразователей обеспечивает дифференциальный выход. Консольная схема — классическая для тензометрии. Различные модификации ее могут быть реализованы и на ПАВ-приборах. Консольная схема обладает двумя существенными недостатками; один из них — нелинейность, вызванная изменением крутизны характеристики деформациями консоли. С увеличением прогиба ее конец движется по радиусу, плоскость консоли становится неортогональна направлению усилия, развиваемого мембраной. Кроме того, габаритный размер датчика используется неэффективно — длина консоли примерно равна половине диаметра мембраны. Указанные недостатки преодолеваются в схеме рис. 8.13,з. Здесь подложка с преобразователем опирается по периферии, а нагрузка с мембраны прикладывается в ее центр. В схеме рис. 8.13,е подложка с ПАВ-преобразователем выполнена в виде диска, зажатого по периферии, ПАВ распространяется по диаметру подложки. Вблизи звукопровода в подложке выполнены сквозные пазы, играющие роль концентраторов напряжений. Усилие, развиваемое мембраной, передается в область распространения ПАВ через шток.

Выемка в его нижней части обеспечивает свободное распространение ПАВ по подложке. В схеме рис. 8.13,е в отличие от консольной схемы перемещение точки сочленения чувствительного элемента с силопередающим штоком за счет специальных прорезей в подложке происходит строго вдоль оси штока, что обеспечивает повышение линейности.

### **б) Датчики давления с ПАВ-преобразователями на плоской пьезокристаллической мембране**

При конструировании таких датчиков необходимо учитывать ряд специфических моментов.

1. Рабочая поверхность мембраны, на которой размещаются ПАВ-преобразователи, должна быть защищена от воздействия среды, давление в которой измеряется. ПАВ-преобразователи должны работать в вакууме либо в инертном очищенном газе при давлениях не более 100–200 кПа. В последнем случае во внимание следует принимать баллонный эффект – вариацию избыточного давления под мембраной, возникающего при вариации температуры.

2. Приповерхностный слой, в котором локализуется ПАВ, составляет несколько длин волн. Толщина мембраны должна быть не менее (3–5)  $\lambda_0$ , в противном случае на стабильность датчика начинают влиять эффекты взаимодействия ПАВ со второй поверхностью мембраны. В этом плане выгодно увеличивать рабочую частоту ПАВ (уменьшать длину волны). Так, на частоте 400 МГц  $\lambda = 4$  мкм и глубина проникновения ПАВ составляет примерно 10–15 мкм, а минимальная приемлемая толщина мембраны 15–20 мкм.

Варианты конструкций датчиков давления с плоской мембраной приведены на рис. 8.14 [26, 168, 173, 174].

Схемы рис. 8.14,а,г предназначены для измерений абсолютного и избыточного давления. Два преобразователя дифференциальной схемы размещаются на одной подложке. В схеме рис. 8.14,б мембрана, основание и кольцо также выполняются из пьезокварца. Все элементы имеют один и тот же срез и идентично ориентированы, что обеспечивает, как и в случае кварцевых БЧЭ на ОАВ, снижение температурных погрешностей. В этой схеме на мембране формируется чувствительный элемент, на основании – опорная ПАВ-структура дифференциальной схемы. Если толщина основания много больше, чем мембраны, датчик может использоваться для измерения абсолютных либо избыточных давлений. Если толщины мембраны и основания равны, при дифференциальном включении преобразователей реализуется режим измерения разности давлений, подводимых к верхней и нижней мембранам. Однако на практике для измерения разности давлений требуется высокая степень идентичности рабочих характеристик двух плеч датчика. Несколько проще обстоит дело в случае датчика перепада давления, выполненного по схеме с силопередающим штоком (рис. 8.14,в). Здесь эффект неидентичности мембран частично ослабляется благодаря наличию жесткой связи между ними через центральный стержень.

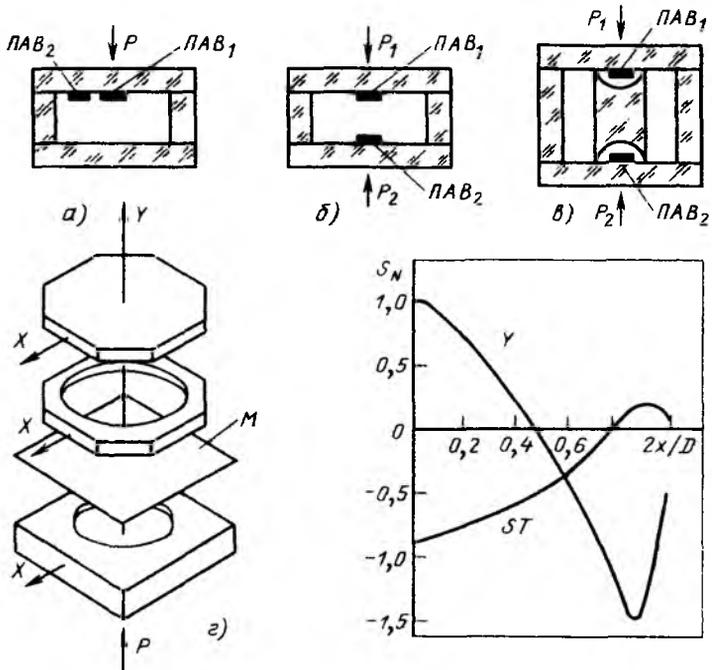


Рис. 8.14. Конструкции датчиков давления с плоскими пьезокристаллическими мембранами

Рис. 8.15. Чувствительность к давлению резонаторов на мембранах  $Y$ - и  $ST$ -срезов в функции расстояния от центра  $2x/D$

При конструировании мембранных датчиков наиболее важным является оптимальный выбор топологии ПАВ-преобразователей и их размещения на мембране.

Если дифференциальная схема строится с одним рабочим преобразователем, второй — опорный — может быть сформирован на той же поверхности мембраны, в зоне, свободной от деформаций при воздействиях давления. Очевидно, что по соображениям повышения чувствительности, рабочий преобразователь следует размещать вдоль диаметра мембраны. При этом следует учитывать, что радиальные деформации в центре и на периферии мембраны имеют противоположные знаки. По указанной причине слишком большая длина ПАВ-преобразователя приведет к снижению чувствительности из-за частичной компенсации эффектов в областях с положительными и отрицательными деформациями. В предельном случае максимальной чувствительностью обладает ПАВ-

преобразователь, стянутый в точку в центре либо на краю мембраны, где радиальные деформации максимальны. Однако на практике уменьшение длины ПАВ-преобразователя влечет за собой ухудшение электрических характеристик приборов. При выборе оптимальной длины следует учитывать, что смена знака деформаций в мембране происходит на расстоянии от центра, превышающем половину радиуса. Если ПАВ-преобразователь выходит за эту границу, чувствительность к давлению падает с увеличением его длины.

На чувствительность к давлению решающим образом влияют срез мембраны, азимутальная ориентация ПАВ-преобразователя, тип ЧЭ (ЛЗ или резонатор), его размеры и положение на мембране.

В практическом отношении представляет интерес сравнение нормированной чувствительности к давлению

$$S_N = S_p/S_0 = \frac{1}{f} \frac{\partial f}{\partial p} \quad (8.21)$$

для мембранных датчиков с ПАВ-резонаторами на подложках  $ST$ - и  $Y$ -среза. На рис. 8.15 представлены расчетные зависимости чувствительности в функции расстояния оси резонаторов от центра мембраны  $2x/D$ . Из графиков видно, что для  $Y$ -среза чувствительности для центрального ( $X = 0$ ) и периферийного ( $X \approx 0,8D$ ) резонаторов примерно равны по значению и противоположны по знаку, чем обеспечивается удвоение чувствительности в дифференциальной схеме. В случае  $ST$ -среза этого не происходит и дифференциальная схема на  $Y$ -срезе оказывается почти вдвое более чувствительной, чем на срезе  $ST$ . Расчетные и экспериментальные значения чувствительности к давлению совпадают для  $Y$ -среза достаточно хорошо. Для  $ST$ -среза экспериментальные результаты дают примерно в пять раз меньшие значения, нежели предсказываемые теорией. Это ставит под вопрос целесообразность построения мембранных датчиков давления на  $ST$ -срезе.

Окончательный ответ зависит от степени влияния наиболее существенного дестабилизирующего фактора — температуры. В дифференциальных схемах температурный дрейф определяется, как уже отмечалось, неидентичностью ТЧХ резонаторов. Если рассматривать один ПАВ-преобразователь  $Y$ -среза, то его чувствительность к температуре весьма высока — ТКЧ близок к  $22 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ . Однако в *дифференциальной схеме на одной подложке разностная частота чувствительна к температуре почти в 1000 раз меньше*. Это позволяет снизить температурную нестабильность в диапазоне  $\pm 50^\circ \text{C}$  до уровня 0,1 — 0,2%. Таким образом, можно говорить о перспективности использования в мембранных датчиках давления подложек  $Y$ -среза. В датчиках мембранного типа в качестве ЧЭ используются как линии задержки, так и ПАВ-резонаторы. Последние позволяют, как уже отмечалось, достичь более высоких стабильностей частоты автогенератора. Одновременно резонаторные ЧЭ обнаруживают в мембранных датчиках и более высокую чувствительность к давлению.

Это нетрудно объяснить, если вспомнить, что наиболее активная область резонатора — резонансная полость между отражателями. Именно здесь локализуется энергия колебаний. Если резонатор расположен по диаметру мембраны, то полость оказывается в зоне наиболее интенсивных деформаций. В результате чувствительность резонаторного преобразователя в принципе выше, чем в случае линии задержки, у которой энергия не локализована между ВШП, а более равномерно распределена по всей длине ЛЗ [170–174].

В конструкции рис. 8.14,2 [173] плоская мембрана размещается между основанием и разделительным кольцом, чувствительными элементами служат два ПАВ-резонатора частотой 130 МГц, выполненные на верхней поверхности мембраны. Крышка, присоединяемая к разделительному кольцу, служит для герметизации. Пространство между мембраной и крышкой вакуумируется. Давление задается на нижнюю поверхность мембраны. Все элементы конструкции имеют одинаковую ориентацию относительно кристаллографических осей (У-срез). Размеры основания 25,4 × 25,4 мм, диаметр отверстия в нем 12,7 мм. Толщина мембраны 0,38 мм, для обеспечения максимальной прочности она отполирована с обеих сторон. Отполированы и главные поверхности других деталей. Диаметр отверстия в кольце 19 мм. Фаски на кольце обеспечивают доступ к контактным площадкам ПАВ-структур на мембране. Барочувствительный элемент после сборки в вакууме монтируется в корпус датчика с помощью эластичного силиконового компаунда. Там же размещаются электронные компоненты. Датчик выполнен по дифференциальной схеме. Выходной сигнал лежит в килогерцевом диапазоне. Потребляемая мощность не превышает 1 Вт и может быть значительно снижена.

Принципиальная особенность прибора — технология сборки. Для соединения кварцевых основания, мембраны и кольца применяется стеклолазурь, оплаваемая между соединяемыми деталями и обеспечивающая как вакуум-плотное соединение, так и низкий уровень гистерезиса. Заключительная сборочная операция — присоединение крышки — производится в вакууме. Для сборки используется эвтектика золото—олово, имеющая более низкую температуру соединения, нежели температура плавления стеклолазури. Разработанный датчик имел следующие характеристики:

Рабочее давление, МПа . . . . .	0,35
Коэффициент преобразования, кГц/МПа . . . . .	350
Нелинейность, % . . . . .	0,18
Гистерезис, % . . . . .	0,06
Диапазон рабочих температур, °С . . . . .	-50 ÷ +100

Высокотемпературное соединение стеклолазурью ( $\approx 400$  °С) порождает большие остаточные напряжения в зонах соединений. Это является причиной изменения ТЧХ ПАВ-резонатора, если он размещается в непосредственной близости от этой зоны.

По указанной причине в целях сохранения высокой стабильности нуля дифференциальной схемы целесообразно размещать резонаторы вдали от мест соединений. Этого можно добиться переходя на более высокие рабочие частоты, обеспечивающие пропорциональное уменьшение размеров резонатора. Заметно снижается влияние напряжений и при замене плоских мембран на интегральные с усилением толстого периферийного кольца.

Такое конструктивное решение реализовано в дифференциальном ПАВ-датчике, описанном в [159]. Профилированная мембрана  $Y$ -среза имела отношение толщины к диаметру  $1,75 \cdot 10^{-2}$ , рабочая частота резонаторов составляла 100 МГц. Датчик имел следующие характеристики:

Рабочее давление, МПа . . . . .	0,1
Коэффициент преобразования, кГц/МПа . . . . .	760
Нелинейность и гистерезис, % . . . . .	0,3
Температурная погрешность в диапазоне температур:	
20 – 60 °С, % . . . . .	0,7
20 – 85 °С, % . . . . .	1,6

#### в) Датчики давления с интегральными мембранами

*Интегральной мембраной* назовем мембранный упругий элемент (плоский или профилированный), объединенный с периферийным элементом крепления. Обычно такой элемент имеет форму кольца, жесткость которого значительно превышает жесткость мембраны.

Варианты конструктивных решений датчиков давления с интегральными мембранами (ИМ) представлены на рис. 8.16 [159, 168, 171]. Простейшая конструкция рис. 8.16,а содержит ИМ с высотой по внешнему контуру в 2–50 раз большей толщины мембраны. ПАВ-структура размещается на верхней плоскости мембраны. Давление задается через входное отверстие  $ВО$ , выполненное в основании  $O$ . Как правило, для согласования ТК основание также выполняется из кварца. На рис. 8.16,б приведена конструкция с жестким центром. В конструкции рис. 8.16,в рабочая область формируется в виде углубления с помощью выборки материала алмазной фрезой.

ПАВ-датчик с защитой от деформаций корпуса  $K$  показан на рис. 8.16,г. Здесь в конструкцию введена развязывающая втулка  $B$ , в значительной степени снимающая паразитное влияние деформаций корпуса. Следует, однако, учитывать, что это не дается даром – конструкция становится более виброчувствительной. Усложняется и обеспечение герметичности подмембранного пространства.

На рис. 8.16,д приведен вариант датчика давления, выполненного в виде заглушенного полого цилиндра. ПАВ-преобразователь размещен на плоскости снаружи цилиндра. Избыточное давление подводится внутрь.

Дестабилизирующее влияние среды во многих случаях исключает возможность реализации на интегральных мембранах датчиков разности

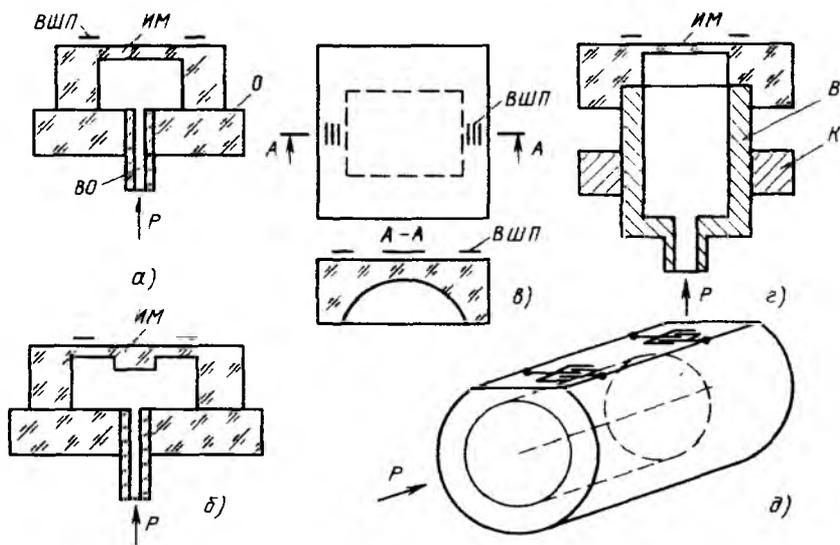


Рис. 8.16. Датчики давления с интегральными мембранами

давлений. Исключение составляют датчики, предназначенные для работы с инертными, очищенными газами низкого давления.

В более общем случае может использоваться двухмембранный датчик разностного давления по схеме рис. 8.14,б. Разность давлений может быть определена по разности приращений частот двух ЧЭ. Однако для этого снова необходимо иметь преобразователи с равными чувствительностями. В ряде случаев более легким является проведение вычисления разности давлений с учетом чувствительностей каждого из элементов и величины статического подпора.

Для борьбы с влиянием температуры наряду с уже упомянутыми путями (дифференциальные схемы, термостабильные срезы, термокомпенсация генераторов, внешние термостаты) иногда полезно использовать и еще один резерв — формирование на чувствительном элементе входящих в контур термостабилизации интегрального нагревателя и пленочного терморезистивного датчика. С помощью этих элементов и внешней схемы регулирования температура кристалла поддерживается близкой к постоянной. Можно пойти и по другому пути, организовав на кристалле вблизи мембраны и ПАВ-датчик температуры. В конструкции [182] термодатчик сформирован на дополнительной плоскости, ориентация выполненного на ней ПАВ-преобразователя обеспечивает его высокую чувствительность к температуре. Это может использоваться либо для термостабилизации кристалла, либо для ввода поправок в показания датчика давления.

### г) Вопросы практического применения ПАВ-датчиков давления

Несмотря на большое разнообразие конструктивных схем датчиков давления на ПАВ, их применение в настоящее время остается весьма ограниченным.

Препятствиями на пути широкого использования этих приборов являются:

сравнительно сложная технология чувствительных элементов, требующая применения высокоточных шаблонов, фотолитографического оборудования, высокой культуры производства, в первую очередь обеспечения жестких требований к чистоте и микроклимату производственных помещений;

трудности обеспечения стабильности электронных узлов датчиков из-за относительно высоких рабочих частот ( $\sim 100$  МГц и выше) и невысокой добротности ПАВ-преобразователей;

низкая временная стабильность ПАВ-преобразователей. Даже для лучших приборов временной дрейф частоты лежит на уровне  $10^{-7}$  в год, а типичное "среднее" значение составляет  $10^{-5} - 10^{-6}$ .

Учитывая, что полезные изменения частоты в механических ПАВ-датчиках обычно не превышают 0,05–0,1%, можно сделать вывод, что создание датчиков на ПАВ, обладающих погрешностями старения лучше 0,2% за месяц либо 1% за год представляется труднейшей задачей.

В этой связи *наиболее перспективными для применения ПАВ-датчиков давления следует считать задачи, связанные с относительно кратковременными измерениями* (минуты–сутки), когда за время измерений не происходит значительных деградаций рабочих характеристик, в первую очередь нуля датчика. Сюда же можно отнести и измерения переменных давлений, при которых постоянная составляющая не несет полезной информации либо может быть учтена. Приведем несколько примеров практического применения датчиков давления на ПАВ, иллюстрирующих высказанные соображения.

**Цифровые измерители артериального давления.** ПАВ-датчик для цифровых измерителей артериального давления выполнен по схеме рис. 8.16,в. Профилированная мембрана закрепляется на основании стандартного корпуса типа "Талисман". В основание вмонтирован патрубок для подвода давления в подмембранное пространство. Датчик выполнен по дифференциальной схеме и размещается на электронной плате измерителя. Разностная схема выполняется отдельно и удалена от чувствительного элемента на расстояние менее 10 мм.

На мембране реализованы два резонатора на частоту примерно 100 МГц. Чувствительность датчика 0,5 Гц/Па, разностная начальная частота примерно 20 кГц, нелинейность в диапазоне  $0-4 \cdot 10^4$  Па не превышает 0,1%, гистерезис менее 0,1%.

**Датчики разрежения** для электронных систем управления двигателями внутреннего сгорания (ДВС) [171]. В микропроцессорных системах управления ДВС автомобилей получили распространение полупроводни-

ковые датчики мембранного типа с токовым выходом. Для сопряжения с процессором они требуют промежуточного аналого-цифрового преобразователя, что в жестких условиях эксплуатации автомобиля представляет серьезную проблему. Применение ПАВ-датчика с частотным выходом позволяет исключить АЦП. Большая крутизна преобразования, присущая ПАВ-датчикам (0,2–0,5 Гц/Па), обеспечивает высокую частоту считывания информации с датчика при хорошем разрешении. Датчик разрежения французской фирмы "Томпсон-ЦСФ" [171] выполнен в виде интегральной мембраны диаметром 10 мм и толщиной 0,25 мм, сформированной в толстой подложке размером 25 × 25 мм. На внешней стороне подложки сформированы две линии задержки на частоту около 105 МГц. Одна из ЛЗ выполнена в центре мембраны, другая на периферии. Центральная ЛЗ имеет чувствительность 0,18 Гц/Па, периферийная – 0,22 Гц/Па. Чувствительность дифференциальной автогенераторной схемы, таким образом, составляет около 0,4 Гц/Па. Начальная разностная частота 16 кГц. Температурная погрешность в диапазоне –40 ÷ +120 °С составляет около 2,5%.

**ПАВ-гидрофоны.** Гидрофоны предназначены для приема и преобразования сигналов переменных акустических давлений, распространяющихся в воде и других жидкостях. Традиционно эти устройства реализуются на основе преобразователей, работающих на прямом пьезоэффекте.

В гидроакустических системах буйкового типа с передачей информации по радиоканалу сигналы давления предпочтительней передавать путем частотной модуляции несущей радио сигнала. В этом случае более оправданным является применение гидрофонов с частотным выходом, в том числе и датчиков на ПАВ.

ПАВ-гидрофон, описанный в [179], выполнен по схеме датчика давления с изгибом опирающегося по краям стержня (рис. 8.13, д). Основой ЧЭ служили линии задержки ПАВ из ниобата лития с центральной частотой около 45 МГц, либо ПАВ-резонаторы *ST*-среза с частотой около 80 МГц и добротностью  $2,5 \cdot 10^4$ . Размеры подложек варьировались в пределах от 25 до 75 мм. Датчик строился по автогенераторной схеме. Как показывают несложные оценки, при приеме звуковых давлений в воде девиация частоты на выходе гидрофона мала: 50 Гц;  $\Delta f/f \approx 10^{-6}$ , что создает проблемы для последующей демодуляции и обработки сигнала. Преобразование девиаций частоты в напряжение, повторяющее закон изменения давления, осуществляется с помощью контура фазовой автоподстройки. Измерительный сигнал поступает в контур фазовой автоподстройки не сразу, а после двух преобразований частоты. При этом глубина модуляции возрастает в 2000 раз и повышается до приемлемого уровня 0,05–0,1%. С помощью ПАВ-гидрофона удается регистрировать пульсации давлений на уровне чувствительностей лучших гидрофонов. Недостатком такого гидрофона является большая неравномерность АЧХ, что, вероятно, связано с механическими резонансами в конструкции.

В [178] предложен вариант гидрофона, выполненный по схеме рис. 8.13,г с двумя резонаторами на одной стороне кварцевой подложки ST-среза диаметром 13 и толщиной 0,5 мм. Резонаторы имеют частоты близкие к 62 МГц и добротность  $Q$  около  $2,5 \cdot 10^4$ . Давление на край кварцевого диска, закрепленного консольно, подводится через металлический стержень от тонкой приемной мембраны. Датчик выполнен по дифференциальной автогенераторной схеме. Исследования такого гидрофона в полосе рабочих частот 0–100 Гц показывают, что для давления на уровне 1 Па отношение сигнал–шум на его выходе оказывается в области высоких частот сопоставимым с аналогичным показателем для калиброванных гидрофонов. В то же время на низких частотах у ПАВ-гидрофона соотношение сигнал–шум заметно возрастает (60 дБ у ПАВ против 35 у калиброванного гидрофона).

### 8.11. ПАВ-АКСЕЛЕРОМЕТРЫ

Акселерометрам на ПАВ присущи многие достоинства датчиков ускорения на ОАВ. Потенциальное преимущество ПАВ-акселерометров — более высокий уровень конструктивной интеграции, возможность существенного сокращения числа деталей и соединений между ними.

Принцип действия акселерометров на ПАВ аналогичен принципу действия приборов на ОАВ. Выходной частотный сигнал вырабатывается в результате деформаций подложки, на которой сформирован один или несколько ПАВ-преобразователей, под действием усилия, создаваемого при ускорении инерционной массы. Всю совокупность конструкций ПАВ-акселерометров можно разделить на две большие группы, различающиеся взаимной ориентацией оси чувствительности (ОЧ) и нормали к плоскости ПАВ-преобразователей.

*К первой группе* относят конструкции, в которых ось чувствительности перпендикулярна нормали к плоскости ПАВ-преобразователей.

В этом случае ОЧ лежит параллельно плоскости с ПАВ-преобразователями.

*Ко второй группе* относят конструкции, в которых ось чувствительности совпадает с нормалью к плоскости, в которой лежат ПАВ-преобразователи. Обычно нормаль совпадает с направлением толщины подложки. Эта группа охватывает многочисленные разновидности схем с изгибом пластин, стержней и др. Чувствительность таких схем, как уже отмечалось, может достигать больших значений, однако при этом падает жесткость и резонансная частота конструкции. Важное достоинство датчиков этой группы — возможность реализации подвижной системы в интегральном виде без дополнительных дискретных упругих подвесов. Фактически роль упругого подвеса в этих конструкциях выполняет подложка с ПАВ-преобразователями. Придавая соответствующую конфигурацию подложке, можно формировать требуемую АЧХ акселерометра. Благодаря этому преобразователи второй группы получили большее распространение [184–188, 168].

Основные разновидности ПАВ-акселерометров приведены на рис. 8.17. Приборы первой группы представлены дифференциальной схемой рис. 8.17,а, в которой ускорение вдоль *ОЧ* вызывает сжатие одного и растяжение другого ПАВ-резонатора. Влияние поперечных ускорений, в первую очередь нормальных к плоскости подложки, в значительной степени подавляется идентичностью реакций двух плеч дифференциальной схемы. Остальные схемы рис. 8.17 относятся ко второй группе. Простейшая конструкция — консольная синергичной массой на конце — реализуется в нескольких вариантах, различающихся расположением ПАВ-преобразователей (на одной или двух плоскостях) и их ориентацией относительно длины консоли. Консоль может выполняться сплошной (рис. 8.17,б) либо разрезной (рис. 8.17,в,д), что позволяет варьировать характеристики прибора в широких пределах. В частности, в схеме рис. 8.17,г дважды дифференциальная схема включения четырех ПАВ-резонаторов (по два сверху и снизу на каждой половине консоли) позволяет подавить чувствительность к угловым ускорениям вдоль длины консоли.

Представляется заманчивой идея реализации акселерометра с конструктивно интегрированной массой. В принципе для этого наилучшим образом подходит схема рис. 8.17,д. В ней роль ИМ выполняет свободная часть консоли, которая может быть развита как по длине, так и в высоту. Чувствительность преобразователя варьируется изменением геометрии прорези. В сумме это позволяет в широких пределах управлять характеристиками такой системы. В предельном случае, когда прорезь отсутствует, схема вырождается в простейшую консольную.

Источник нестабильностей консольных конструкций — зона присоединения консоли к основанию. В схемах рис. 8.17,д,е этот недостаток устранен за счет интегрирования элементов. Удаление зоны крепления кристаллического элемента от зоны размещения ПАВ-преобразователей позволяет заметно снизить его дестабилизирующее влияние.

Представленные схемы консольного типа не обладают симметрией — центр масс не лежит на оси геометрической симметрии. Такие схемы, как известно, обладают значительной поперечной чувствительностью. Переход на симметричные конструкции позволяет существенно подавить этот эффект. Разновидности таких конструкций представлены на рис. 8.17,ж–л. Схема рис. 8.17,ж представляет собой консоль, опирающуюся в центре. Две идентичные массы закрепляются по краям. Симметрией обладает и "обращенная" схема с центральным расположением массы и закреплением консоли по краям (рис. 8.17,з). В датчиках этого типа можно использовать как простейшую, так и дважды дифференциальную схемы.

Конструкции рис. 8.17,и–л отличаются более высокой симметрией и выполнены на основе круглых мембран. В схеме рис. 8.17,и мембрана с ПАВ-преобразователями опирается по центру. Инерционная масса в виде кольца прикреплена к краю мембраны.

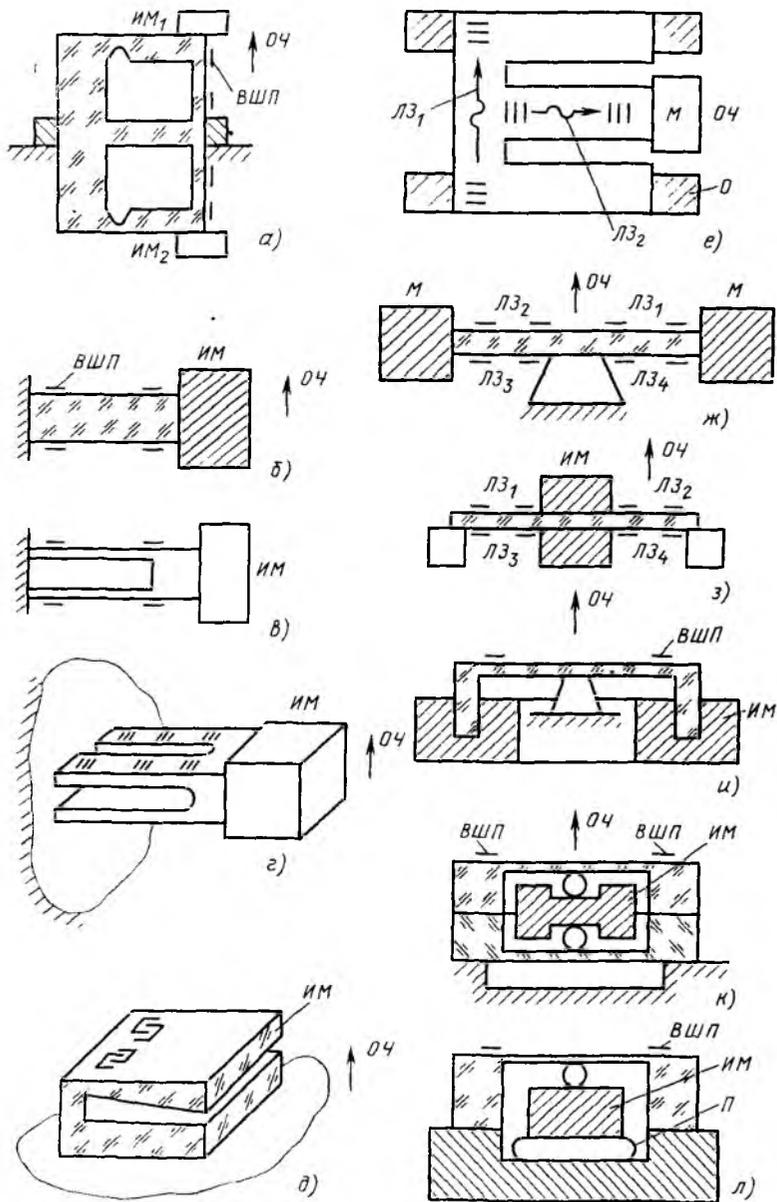


Рис. 8.17. Конструктивные схемы ПАВ-акселерометров

“Обращенная” схема с центральным расположением ИМ представлена на рис. 8.17,к. Здесь применены две мембраны, работающие под действием ускорения дифференциально. В конструкции предусмотрен дополнительный подвес, защищающий от влияния боковых компонентов. Вариант мембранного акселерометра (рис. 8.17,л) отличается применением дополнительной низкочастотной пружины П, обеспечивающей защиту от высокочастотных перегрузок.

## 8.12. ИЗМЕРЕНИЕ МИКРОПЕРЕМЕЩЕНИЙ

В резонаторах на ПАВ стоячая волна в резонансной полости характеризуется чередованием узлов и пучностей механических деформаций на поверхности звукопровода. Их пространственный период определяется частотой ПАВ. При неизменной частоте это распределение фиксировано. В известной степени систему узлов и пучностей деформаций (или напряжений) в стоячей ПАВ можно уподобить системе прозрачных и темных полос в оптических интерференционных решетках, которые с успехом используются для измерений линейных и угловых микроперемещений [149]. Указанная аналогия использована для реализации датчиков микроперемещений [189] на ПАВ. Принцип действия простейшего ПАВ-датчика микроперемещения иллюстрируется рис. 8.18,а. Для упрощения пояснений на рис. 8.18,а показаны отражатели ПАВ-резонатора, между которыми устанавливается стоячая волна длиной  $\lambda$  с периодической сменой узлов и пучностей колебаний.

Как известно, ПАВ создает вблизи поверхности электрическое поле, имеющее те же пространственный период и частоту. Если вблизи пьезоподложки поместить зонд, чувствительный к этому полю, то его перемещения в горизонтальном направлении будут вызывать периодические изменения амплитуды выходного электрического сигнала подобно тому, как это имеет место в датчиках с оптическими интерференционными решетками. Подсчитывая число узлов или пучностей электрического сигнала и зная расстояние между ними, можно определить перемещение зонда относительно звукопровода ПАВ. Длина волны ПАВ, как уже отмечалось, на практике может лежать в пределах от долей до десятков микрон. Таким образом, при разрешении на уровне  $n\lambda$  можно регистрировать перемещение в несколько микрон. Эту величину можно улучшить еще на порядок, используя известный прием интерполяции (разбиения на подуровни) амплитуды гармонически изменяющегося сигнала в пределах перемещения на одну полуволну. В результате получаемые точности уже оказываются близки к достижимым точностям оптических (лазерных) интерферометров при значительно большей простоте. Изложенный принцип ПАВ-микрометра был развит в [190–192]. В качестве зонда для снятия сигнала был использован второй звукопровод с преобразователями ПАВ, размещенный вблизи первого и параллельно ему. Вместо стоячих использовались бегущие волны. Варианты

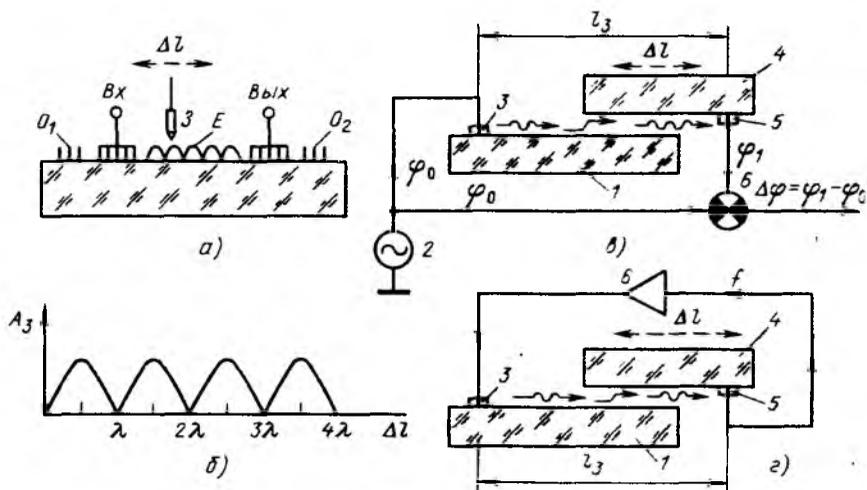


Рис. 8.18. Измеритель микроперемещений:

*a* – принцип измерений с помощью зонда *Z* (*Вх*, *Вых* – входной и выходной ВПП ПАВ-резонатора; *O*<sub>1</sub>, *O*<sub>2</sub> – отражатели); *б* – напряженность электрического поля вблизи зонда в функции микроперемещений  $\Delta z$ ; *в* – фазовый датчик микроперемещений; *г* – датчик микроперемещений с частотным выходом

построения датчиков представлены на рис. 8.18, *в*, *г*. В первой из схем осуществляется преобразование микроперемещений в фазу, во второй – в частоту.

В схеме рис. 8.18, *в* на верхней поверхности пьезоподложки *1* от внешнего генератора с помощью ПАВ-преобразователя *3* возбуждается бегущая ПАВ, которая через зазор (вакуум, воздух) благодаря наличию сопровождающего электрического поля переходит в подложку. Выходной электрический сигнал с ПАВ-преобразователя *5* на второй пьезоподложке поступает на фазометр *6*, на другой вход которого поступает сигнал опорной фазы с генератора *2*. Систему из элементов *1* и *4* можно рассматривать как линию задержки переменной длины или управляемый фазовращатель, набег фазы в котором меняется линейно при перемещении подложки *4* в горизонтальном направлении вдоль подложки  $\lambda$ . Очевидно, что набегу фазы  $360^\circ$  соответствует перемещение на  $1\lambda$ . Если измерять фазу с точностью 1%, то на частоте 50 МГц это обеспечивает точность измерений около 0,3 мкм.

Более высокие разрешения обеспечивает использование автогенераторной схемы с частотным выходом (рис. 8.18, *г*). Здесь также применена комбинация из двух подложек, функционирующая как управляемая линия задержки. ПАВ-преобразователь *3* служит входным, а ПАВ-преобразователь *5* – выходным. Для возбуждения автоколебаний сигнал с выхода *5* подается на вход усилителя *6*. Выход усилителя связан

с входным преобразователем. В такой системе изменение времени задержки  $\Delta\tau/\tau$  приводит к изменению частоты генерации

$$\Delta f/f = -\Delta\tau/\tau = -\Delta L/L, \quad (8.22)$$

где  $\tau = L/V_{\text{ПАВ}}$ .

Если обеспечивается точность измерения и поддержание частоты на уровне  $10^{-6}$ , то для типичных значений  $L \approx 10$  мм это дает порог чувствительности на уровне 0,01 мкм. Зависимость частоты от перемещения показана на рис. 8.18, б. Монотонное изменение частоты происходит при перемещениях в пределах  $\lambda/2$ . Затем происходит перескок частоты, определяемый переходом к генерации на следующую гармонику в спектре преобразователя (более подробно см. [201]). Таким образом, при перемещениях, больших  $\lambda/2$ , необходимо подсчитывать число таких перескоков, а внутри одной полосы фиксировать приращение частоты. В известной степени и здесь наблюдается аналогия с оптическими датчиками, основанными на счете полос интерференционной картины.

Характеризуя принцип измерения микроперемещений, использующий пространственную периодичность ПАВ, необходимо отметить ряд трудностей его реализации. Прежде всего, быстрый спад электрического поля по мере удаления от поверхности звукопровода определяет жесткие требования к размеру зазора между подложками.

На практике он должен фиксироваться с точностью до единиц и даже долей микрон. Естественно, что это требование оказывается приемлемо далеко не всегда и удовлетворяется только в специальных системах прецизионной механики и оптики. Серьезные проблемы возникают и при взаимном позиционировании двух подложек и по другим осям — необходима строгая параллельность как рабочих плоскостей подложек, так и направлений распространения ПАВ в них. Величины рабочих перемещений, очевидно, ограничены размерами подложек.

Описанный принцип может быть использован и для измерений угловых величин. В [192] продемонстрирована возможность измерений угловых скоростей в диапазоне от 1 об/сутки до 100 об/мин. В эксперименте использовалась подложка в виде алюминиевого кольца. Поверхностная акустическая волна в нем возбуждалась с помощью электромагнитного преобразователя.

В заключение отметим, что наряду с описанными электрическими методами считывания микроперемещений можно использовать и оптические. В этом варианте приемлемо использование эффектов акустооптики, связанных с изменением коэффициентов преломления под действием акустических полей.

### 8.13. МИКРОВЗВЕШИВАНИЕ НА ПАВ-СТРУКТУРАХ

Приборы на поверхностных волнах обладают высокой чувствительностью к присоединяемой на поверхность звукопровода массе. Это является естественным следствием двух факторов — высокой рабочей час-

тоты механических деформаций поверхности и локализации энергии акустических колебаний в тонком поверхностном слое звукопровода. Теоретический анализ эффектов присоединения микромаcсы на поверхности ПАВ-структуры можно найти в [199–201]. Как показывают исследования, присоединение слоя толщиной  $h$  приводит к изменениям фазовой скорости  $\Delta V/V$  поверхностной волны в соответствии с соотношением

$$\frac{\Delta V}{V} = -\rho_k kh \left\{ \left( 1 - \frac{c_{44}}{\rho_k V^2} \right) U_y^2 + U_z^2 + \right. \\ \left. + \left[ 1 - \frac{4c_{44}(c_{13} + c_{44})}{\rho_k V^2 c_{33}} \right] U_x^2 \right\}, \quad (8.23)$$

где  $h$  – толщина осаждаемого слоя;  $U_x, U_y, U_z$  – нормированные коэффициенты поверхностных смещений по трем осям;  $\rho_k$  – плотность подложки;  $c_{ij}$  – упругие константы присоединяемого материала;  $k$  – волновое число. При реализации ПАВ-микровесов по схеме с частотным выходом функция преобразования имеет вид

$$\Delta f/f = -am,$$

где  $m$  – масса, а

$$a = \frac{2\pi}{V} \left\{ \left( 1 - \frac{c_{44}}{\rho_k V^2} \right) U_y^2 + U_z^2 + \left[ 1 - \frac{4c_{44}(c_{13} + c_{44})}{\rho_k V^2} \right] U_x^2 \right\}. \quad (8.24)$$

При выводе соотношений (8.23) и (8.24) предполагалось равномерное распределение массы по звукопроводу.

Из соотношения (8.24) следует, что *массочувствительность микровесов на ПАВ в отличие от микровесов на объемных резонаторах зависит от упругих свойств осаждаемого слоя*. Таким образом, перед работой нужна предварительная градуировка по исследуемому веществу, что в ряде случаев может создавать трудности. Однако этот недостаток не является решающим – в задачах газового анализа, дозиметрии, измерения толщин и скорости осаждения такая градуировка, как правило, проводится. Соотношение (8.24) указывает на возможности оптимизации чувствительности за счет изменений материала звукопровода, среза и направления распространения, приводящих к изменению коэффициентов компонентов поверхностных смещений  $U_x, U_y, U_z$ .

Анализ показывает, что для ПАВ-структур на пьезокварце наиболее высокую масс-чувствительность имеют  $Y$ - и  $ST$ -срезы. При этом для  $ST$ -среза

$$\Delta f = -1,8 \cdot 10^{-6} f^2 m, \quad (8.25)$$

для ОАВ-микровесов в случае АТ-среза

$$\Delta f = -2,3 \cdot 10^{-6} f^2 m. \quad (8.26)$$

Из сравнения (8.25) и (8.26) следует, что благодаря более высоким рабочим частотам чувствительность  $\Delta f/\Delta m$  ПАВ-микровесов может быть на 1–2 порядка выше, чем для ОАВ. Сопоставляя порог чувствительности для микровзвешиваний на ПАВ и ОАВ, необходимо учитывать, что кратковременная стабильность ПАВ-генератора уступает генераторам на ОАВ на порядок и более. В этой связи теоретический предел порога чувствительности по массе для ПАВ если и больше, чем для ОАВ, то незначительно и может быть оценен значением  $10^{-11} - 5 \cdot 10^{-12}$  г/см<sup>2</sup>.

Чувствительность ПАВ-микровесов зависит от распределения массы по поверхности звукопровода. Исходя из анализа энергетики колебаний (см. § 2.3) наибольший эффект достигается при нанесении массы в зону с максимальной амплитудой колебаний. Для резонаторов на ПАВ — это резонансная полость между отражателями. Осаждение массы на отрагательную решетку дает меньший эффект перестройки — удаленные от резонансной полости зоны характеризуются меньшей амплитудой колебаний. Кроме того, присоединения массы к отражателям и ВПП следует избегать и по другим причинам. Если осаждаемое вещество обладает проводимостью, то это приводит к частичному либо полному замыканию штырей и отражателей. Если же осаждается диэлектрик, то характеристики ПАВ-структуры искажаются из-за появления паразитных емкостей между электродами или отражателями. Эффект, очевидно, тем сильнее, чем больше диэлектрическая проницаемость присоединяемого вещества.

Если диэлектрик используется в качестве сорбента, то при работе такого ПАВ-детектора выходной сигнал формируется в результате действия двух конкурирующих эффектов — изменений сорбированной массы и паразитных емкостей в результате процессов сорбции. Естественно, что подобная конкуренция является препятствием к получению воспроизводимых результатов измерений. Таким образом, присоединяемую массу целесообразно осаждасть в зоны ПАВ-прибора, свободные от электродов и отражателей.

При использовании в качестве чувствительных элементов линий задержек ПАВ такие свободные зоны занимают примерно 40–70% длины подложки, в резонаторах свободных зон меньше (примерно 20 ÷ 30%).

**Поведение ПАВ-генераторов при больших массонагрузках [201].** При осаждении массы на линию задержки ПАВ в область между ВПП наблюдаются аномальные скачки частоты, проявляющиеся регулярно по мере наращивания толщины пленки. Характер изменения частоты иллюстрируется графиком рис. 8.19.

Причины перескоков частоты связаны с особенностями спектральной характеристики генератора. Спектр возможных частот генератора имеет вид, показанный на рис. 8.19,а. Интервал частот между соседними линиями спектра определяется временем задержки. В приведенном при-

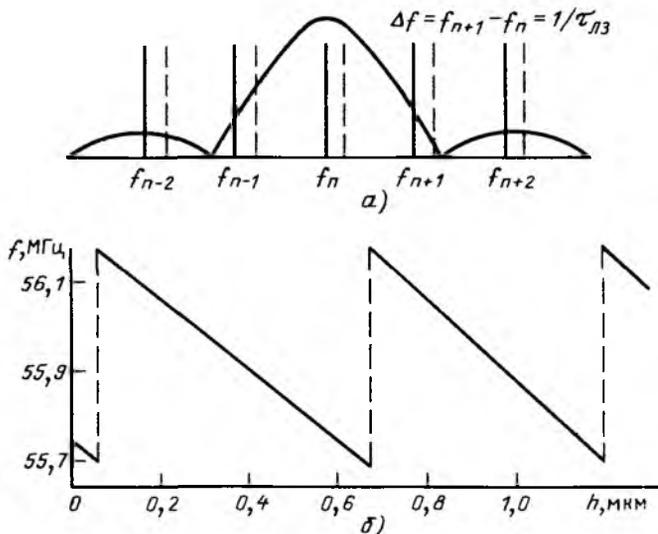


Рис. 8.19. Эффект перескоков частоты:

а – спектральные характеристики ЛЗ; б – изменение частоты при увеличении толщины покрытия

мере он равен 450 кГц. При совпадении одной из возможных частот генерации с центральной частотой амплитудно-частотной характеристики ВШП в полосу пропускания последних ( $\sim 1\%$ ) соседние частоты спектра не попадают. В этом случае реализуется одномодовый режим работы ПАВ-генератора.

При осаждении между ВШП слоя вещества соответственно увеличивается время задержки. В этом случае спектр возможных частот генерации сдвигается по оси частот к началу координат, а центральная частота ВШП не изменяется. В результате в полосе пропускания ВШП может оказаться и соседняя, более высокая частота в спектре возможных частот генерации. Начиная с некоторого значения толщины слоя, возбуждение генератора на более высокой частоте оказывается энергетически более выгодным, и в результате происходит перескок частоты. Амплитуда скачка, очевидно, должна равняться интервалу между соседними частотами спектра.

В соответствии с моделью рассмотренного явления, скачки частоты не должны наблюдаться при нанесении слоя вещества на всю поверхность ПАВ-структуры, поскольку в этом случае к началу координат по оси частот смещается частотная характеристики ВШП. В этом случае частота ПАВ-генератора монотонно уменьшается вплоть до срыва колебаний. Так, для ПАВ-структуры  $ST$ -среза частотой 56 МГц срыв генерации из-за потерь энергии в присоединенном слое происходит при толщинах осаждаемого диэлектрика ( $SiO_x$ ), равных 1,2–1,5 мкм. Перескоки

частоты характерны для автогенераторных ПАВ-датчиков. В случае выполнения приборов по схеме с фазовым или временным выходом указанный эффект отсутствует и максимальная осаждаемая масса ограничивается возможностями схемы обработки сигнала на выходе ПАВ, характеризующегося значительным ослаблением по мере увеличения массы.

При работе с вязкоупругими покрытиями диапазон толщин наносимых микромасс ограничен теми же механизмами, что и в случае объемных пьезорезонаторов (см. §2.3). Из-за более высоких частот ПАВ влияние вязкости будет, очевидно, сказываться при соответственно меньших толщинах покрытий. В целом же акустические свойства покрытий в случае ПАВ играют существенно большую роль в формировании отклика датчика. На использовании связи между акустическими потерями и частотой, по-видимому, возможно создание устройств акустической спектроскопии микродоз вещества, наносимых на подложку. Проводя анализ прохождения ПАВ через микромассу в широкой полосе акустических частот, можно получать ценную информацию о физико-химических свойствах анализируемого вещества.

**Вопросы практического применения микровесов на ПАВ.** Основная область применения микровесов на ПАВ—экспериментальные исследования. ПАВ-микровесы преимущественно применяются в качестве сорбционных детекторов. Используются схемы с фазовым и частотным выходом. Подложки выполняются из пьезокварца либо ниобата лития. Широкие полосы пропускания преобразователей из ниобата лития, как показывает практика [14, 193], несущественно ухудшают пороговую чувствительность микровесов. Достаточной компенсацией является большой коэффициент электромеханической связи, обеспечивающий большие уровни выходных сигналов. В [198] описан детектор водорода, выполненный на линии задержки из ниобата лития с частотой 75 МГц. В качестве сорбента использовалась пленка палладия толщиной 3000 Å, нанесенная в область между ВШП. Устройство было выполнено по схеме с фазовым выходом. Разность фаз на входном и выходном ВШП фиксировалась по напряжению с выхода фазового детектора. Вид отклика при абсорбции и десорбции при комнатной температуре показан на рис. 8.20,б. По оси ординат отложены значения приращений  $\Delta V$  скорости ПАВ, вычисленные на основе экспериментальных замеров в соответствии с соотношением

$$U = 2U_M f l \Delta V / V, \quad (8.27)$$

где  $U$  и  $U_M$  — текущее и максимальное значения напряжения на выходе фазового детектора;  $l = 1,3$  см — размер "пятна" палладия вдоль длины звукопровода. На рис. 8.20,б представлен отклик при подаче 1%  $H_2$ . В качестве газа-носителя использовался азот, объемный расход  $2,5$  см<sup>3</sup>/с. Заменой сорбционного покрытия возможно реализовать сорбционные датчики и на другие компоненты [193—199]. Исследования применений

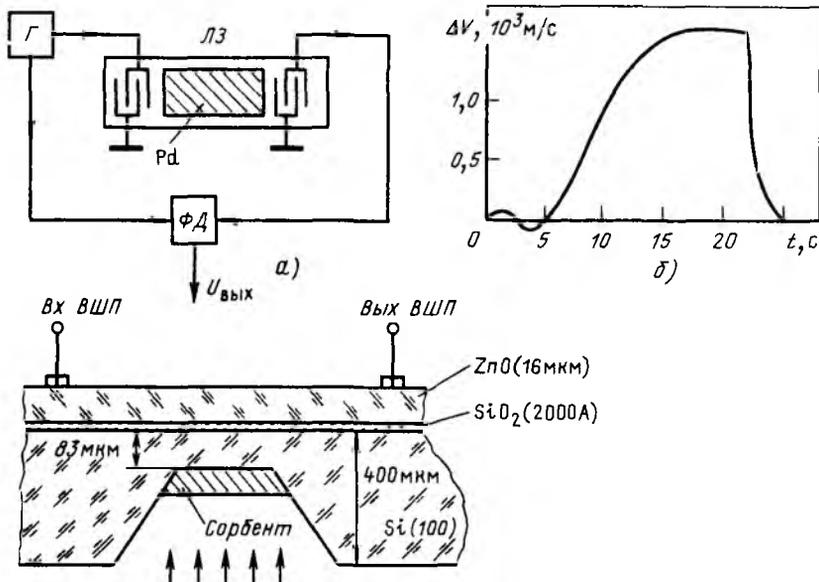


Рис. 8.20. Детектор водорода:

а – схема измерения; б – отклик при абсорбции и десорбции

Рис. 8.21. Сорбционный датчик концентраций с разделительной кремниевой мембраной

сорбционных детекторов на ПАВ в газовой хроматографии указывают на их неконкурентоспособность в этой области. В сравнении с промышленными детекторами они проигрывают по чувствительности, линейности и динамическому диапазону [193].

Представляют интерес применения ПАВ-приборов в качестве датчиков скорости ионно-плазменного травления. В основе работы датчика лежит эффект увеличения длины звукопровода в результате вытравливания в нем канавок. Датчик выполнен по автогенераторной схеме с линией задержки из пьезокварца. Частота генератора 80 МГц. При травлении кварца в плазме аргона после первых 10–15 секунд, в течение которых скорость ПАВ меняется из-за облучения звукопровода ионами  $Ag^+$  (доза  $10^{14}$  ион/см<sup>2</sup>), процесс стабилизировался. За время около 10 мин сдвиг частоты за счет увеличения эффективной длины линии задержки составил около  $(1–1,5) \cdot 10^{-4}$  в зависимости от режимов установки травления.

**Герметичный ПАВ-датчик концентраций паров.** Одной из главных проблем применения ПАВ-датчиков в качестве химических детекторов и анализаторов является проблема дестабилизирующего влияния окружающей среды на ПАВ-преобразователь. Отчасти это является следст-

вием большой масс-чувствительности ПАВ-приборов, отчасти — влияния термоударов. Заметный эффект дает паразитное аэродинамическое нагружение поверхности звукопровода. В поисках решений, обеспечивающих защиту ПАВ-преобразователя от действия окружающей среды, в [197] предложен сорбционный датчик на основе тонкой мембраны. На одной стороне мембраны формируется ПАВ-структура, на другой — сорбент. При этом мембрана выполняет две функции, одна из них — разделение герметизированной полости с ПАВ-преобразователем и рабочей среды с сорбентом. Кроме того, мембрана выполняет функцию звукопровода, по которому распространяется ПАВ. Конструкция датчика показана на рис. 8.21. Тонкая мембрана (83 мкм) выгравлена в кристалле кремния [100] толщиной 400 мкм. ПАВ-структура сформирована слоистой системой Si—SiO<sub>2</sub>—ZNO. Пленка окиси цинка (16 мкм) обладает пьезоэффектом. С помощью ВШП на поверхности этой пленки формируется линия задержки. Толщина мембраны  $t$  выбрана несколько меньшей, чем длина волны  $\lambda_0$  на рабочей частоте ПАВ-преобразователя ( $t/\lambda_0 = 0,808$ ). Благодаря этому часть энергии волны с верхней поверхности звукопровода проникает на нижнюю поверхность мембраны, на которую нанесен сорбент. Изменение концентраций паров над сорбентом приводит к изменению его массы, и, как следствие, масса-нагрузки нижней поверхности мембраны. В результате изменяется скорость распространения волны между входным и выходным ВШП.

В эксперименте в качестве сорбента использовался фоторезист. После напыления в виде пленки толщиной 10 мкм он подвергался дублированию. Указанный фоторезист хорошо растворим в ацетоне и метаноле и не растворяется в воде. Насыщение воздуха парами ацетона и метанола приводило к сдвигу частоты ПАВ-генератора 30 МГц на 25–30 кГц. При насыщении воздуха парами воды сдвиг не наблюдался. Время отклика для скачка концентраций ацетона составляло около 20 мкс. Для сорбентов с меньшей толщиной покрытия время отклика соответственно уменьшалось (для пленки 1 мкм — 1,5 мин), величина эффекта, естественно, была меньше — 2,3 кГц.

Описанная схема может оказаться особо перспективной при создании интегральных кремниевых преобразователей, в которых на одной подложке формируются как чувствительный элемент, так и электронная схема к нему.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малов В.В. Пьезорезонансные датчики. М.: Энергия, 1978.
2. Физическая акустика. Том 1. Методы и приборы ультразвуковых исследований. Часть А/Под ред. У. Мэсона. М.: Мир, 1960.
3. Справочник по кварцевым резонаторам/Под ред. П.Г. Позднякова. М.: Связь, 1978.
4. Смагин А.Г., Ярославский М.И. Пьезоэлектричество кварца и кварцевые резонаторы. М.: Энергия, 1970.
5. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов: Справочное пособие/В.В. Дмитриев, В.Б. Акпамбетов, Е.Г. Бронникова и др.; Под ред. Б.Ф. Высоцкого, В.В. Дмитриева. М.: Радио и связь, 1985.
6. Ультразвук. Малая энциклопедия/Под ред. И.П. Голяминой. М.: Советская энциклопедия, 1979.
7. Най Дж. Физические свойства кристаллов. М.: Мир, 1967.
8. Зарембо Л.А., Красильников В.А. Введение в нелинейную акустику. М.: Наука, 1966.
9. Федоров Ф.И. Упругие волны в кристаллах. М.: Наука, 1965.
10. Яффе Б., Кук У., Яффе Г. Пьезоэлектрическая керамика. М.: Мир, 1974.
11. Викторов И.А. Физические основы применения ультразвуковых волн Рэлея и Лэмба в технике. М.: Наука, 1966.
12. Кондратьев С.Н., Петриж Е.А. Материалы для устройств на поверхностных акустических волнах//Зарубежная радиоэлектроника. 1986. № 1. С. 31–41.
13. Викторов И.А. Звуковые поверхностные волны в твердых телах. М.: Наука, 1981.
14. Поверхностные акустические волны: Пер. с англ./Под ред. Олинера М.: Мир, 1981.
15. Фильтры на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ./Под ред. Г. Мэттьюза. М.: Радио и связь, 1981.
16. Алексеев А.Н., Злоказов М.В. Управляемые устройства обработки сигналов на ПАВ//Зарубежная электронная техника. М.: ЦНИИ "Электроника", 1980. № 10. С. 3–64.
17. Каринский С.С. Устройства обработки сигналов на ультразвуковых поверхностных волнах. М.: Советское радио, 1975.
18. Поверхностные акустические волны – устройства и применения. Тематический выпуск. ТИИЭР, 1976. Т. 64, № 5. С. 1–324.
19. Акустические кристаллы/Под ред. М.П. Шаскольской. М.: Наука, 1982.
20. Альтшуллер Г.Б., Елфимов Н.Н., Шакулин В.Г. Экономичные миниатюрные кварцевые генераторы. М.: Связь, 1979.
21. Альтшуллер Г.Б., Елфимов Н.Н., Шакулин В.Г. Кварцевые генераторы. М.: Радио и связь, 1984.
22. Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1970.
23. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1981.

24. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин (Измерительные преобразователи). Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983.
25. Ваганов В.И. Интегральные тензопреобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1983.
26. Колешко В.М., Мешков Ю.В. Микроэлектронные преобразователи информации на поверхностных акустических волнах//Зарубежная электронная техника. М.: ЦНИИ "Электроника", 1985. № 9.
27. Малов В.В. Разработка и исследование частотных датчиков механических величин на основе управляемых пьезоструктур: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1971.
28. Голембо В.А., Котлиров В.Л., Швецкий Б.И. Пьезокварцевые аналого-цифровые преобразователи температуры. Львов: ЛГУ, 1977.
29. Holland R., Eer-Nisse E. Design of Resonant Piezoelectric Devices//Research Monographs. 1969. N 56, Cambridge, MIT Press.
30. Langdon R.M. Resonator sensors - a review//J. Phys. E. Sci. Instrum. Vol. 18. P. 103-115.
31. Химическое формообразование в технике интегральных пьезодатчиков/Н.М. Быстрова, Л.П. Лаврищев, Э.Г. Раков и др.//Материалы конференции "Датчики на основе технологии микроэлектроники". М.: МДНТП. 1986. С. 114-117.
32. Кварц дает частоту 525 МГц.//Электроника. 1981. № 5. С. 141.
33. Дюжиков В.И., Лавров В.А., Прядко В.Е. Плазменные методы обработки кварцевых кристаллических элементов//Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. Вып. 3/48. 1982. С. 63-66.
34. Кварцевый резонатор из бездислокационного кристалла добротностью  $700 \cdot 10^6$  при 2 К/А.Г. Смагин и др.//Метрология. 1973. № 9. С. 39-46.
35. Thurston R.N., McSkimin H.T., Andreatch P. Third-order elastic coefficients of quartz//Journ. Appl. Phys. 1966. Vol. 37. P. 267-275.
36. Grudkowski T.W. et al. Fundamental mode VNF/UHF bulk acoustic wave resonators and filters on silicon//Ultrasonics Symposium, 1980. P. 829-833.
37. King J.C., Sander H.H. Transient change in Q and frequency of AT-cut quartz resonators following exposure to pulse X-rays//IEEE Trans. Nucl. Sci. 1973. Vol. 20, N 6. P. 117-125.
38. Kusters J.A. The SC-cut crystal - an overview//Proc. 1981. Ultrasonics Symposium. P. 402-409.
39. Альтшуллер Г.Б. Управление частотой кварцевых генераторов. М.: Связь, 1975.
40. Боруи Э.М., Масленников А.Н., Френкель А.Л. Автогенератор для возбуждения кварцевых резонаторов на коаксиальном кабеле//Электронная техника. Сер. Радиокомпоненты. 1973. Вып. 3. С. 99-100.
41. Цифровой кварцевый термометр/В.А. Голембо, О.А. Губанов, В.Л. Котляров и др. ПТЭ, 1984, № 6. С. 208.
42. Методы реализации универсальных микропроцессорных приборов на основе частотных датчиков/С.А. Арабей, С.Г. Жулай, В.Л. Пасынков и др.//В сб.: "Робототехника и автоматизация производственных процессов". Барнаул, 1983. Ч. 3. С. 39.
43. Многоканальный измерительный прибор на базе ЭВМ "Электроника-60М" для АСУ ТП/С.А. Арабей, С.Г. Жулай, В.В. Малов//В сб.: "Робототехника и автоматизация производственных процессов". Барнаул, 1983.
44. Hafner E. The effects of noise in oscillators//Proc. IEEE, 1966. Vol. 54. P. 179-198.
45. A simple instrument for the measurement of fine scale structure of temperature and humidity and sense also the refractive index in the troposphere/P.T. Gjessing, C. Holm, T. Vanes, A. Tangerud//J. Phys. E. (J. Sci. Instrum.), 1968, E1, N 2. P. 107-112.

46. Bechmann R., Ballato A.D., Lukaszek T.J. Higher order temperature coefficients of the elastic stiffness and compliances of alpha-quartz//Proc. IRE. 1962. Vol. 50, August. P. 1812-1822.

47. Lee P.C.Y., Yong Y.K. Temperature derivatives of elastic stiffness derived from the frequency - temperature behavior of quartz plates//J. Appl. Phys. 1984. Vol. 56, N 5. P. 1514-1521.

48. Holland R. Nonuniformly heated anisotropic plates. Pt. 2 Frequency transients in AT and BT Quartz Plates//Ultrasonics Symposium Proceeding. 1974. P. 592-598.

49. A study of quartz crystal temperature sensors/M. Nakazawa, N. Izuko, A. Ballato, T. Lukaszek//12-th special Comitee on the Application Technology Investigation for the Precision Frequency/IEEE J. 1983. N 12-3. P. 1-6.

50. Пат. № 2532047 (Франция). Capture de mesure muni d'un resonateur piezoelectrique. R. Dinger.

51. Smith W., Spencer W. Quartz crystal thermometer for Measuring temperature deviations in the  $10^{-3}$  to  $10^{-6}$  °C Range//The Review of Sci. Instr. 1963. Vol. 34. P. 268-270.

52. Flynn T., Hinnah H., Newell D. An improved cryogenic thermometer//Proc. Cryogenic Conf., 1962. Vol. 8, P. 334-339.

53. Пат. 342609 (США). Quartz crystal temperature transducer. D.L. Hammond.  
53. A linear Quartz Crystal Temperature Sensitive transducer//ISA Trans. 1965. Vol. 4., N 4. P. 349-354.

55. Hammond D.L., Adams C.A., Benjaminson A. Hysteresis effects in Quartz resonators//Frequency technology. 1969. January. P. 19-22.

56. Кварцевые резонаторы как высокоточные температурные датчики/А.Г. Смагин, Б.Г. Мильштейн, К.В. Сорокин, Л.Н. Чувилькина//Электронная техника. Сер. Радиокомпоненты. 1969. Вып. 5. С. 94-96.

57. Многоволновый кварцевый резонатор-термодатчик/В.А. Баржин, А.А. Зеленский, Ф.Ф. Колпаков и др.//Электронная техника. Сер. Радиокомпоненты. 1972. Вып. 1. С. 54-57.

58. Теаро В.И., Грызов С.Н. Влияние теплопроводности коаксиальной линии на погрешность измерения температуры пьезокварцевыми датчиками. Пьезо- и акустоэлектронные устройства. Омск: ОмПИ. 1982. С. 111-113.

59. А.с. 284054 (СССР). Способ изготовления пьезоэлементов кварцевых резонаторов/М.И. Ярославский, И.К. Пекарь, А.П. Федоров.//Открытия. Изобретения, 1970. № 32.

60. Каталог компании "Токио Денпа" (Япония), 1979.

61. Каталог фирмы FGP Instrumentation, 1982.

62. Кварцевые температурные сенсоры TS-156, TS-261, TC-137, GT-3500//Рекламный проспект компании ETA SA (Швейцария).

63. Brugger K. Thermodynamic definition of higher order elastic coefficients//Phys. Rev. 1964. Vol. 133. P. A1611-1612.

64. Sinha V.K. Elastic Waves in Crystals Under a Bias//Ferroelectrics, 1982. N 41. P. 61-73.

65. Tiersten H.F. Perturbation Theory for Linear Electroelastic Equations for Small Fields Superposed on a Bias//J. Acoust. Soc. Am., 1978. N 64. P. 832-837.

66. Ratajski J.M. Force-frequency coefficient of singly Rotated Vibrating Quartz Crystals//J. Res. and Develop. of IBM. 1968. Vol. 12, N 1. P. 92.

67. Lee P.C., Wang C., Markenscoff X. Elastic waves and vibrations in deformed crystals//Proc. AFCS 27. 1973. P. 1-6.

68. Малов В.В., Плужников В.М., Звукоупругий эффект и датчики усилий//Сб. "Новые пьезо- и сегнетоматериалы и их применение" М., 1969. С. 155-158.

69. Тензочувствительность объемных акустических волн в кристаллах/О.А. Макарова, В.М. Макаров, В.В. Малов, В.Н. Симонов//Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. 1984.

70. Караульник А.Е., Фрейеров Е.О., Якунин Ю.П. Зависимость силовой чувств-

вительности и погрешности частотных пьезоэлектрических датчиков усилия от температуры//Электронная техника. Сер. Радиокомпоненты. 1973. Вып. 4. С. 34–36.

71. Оценка температурных коэффициентов модулей упругости третьего порядка  $C_{ijk}$  для кварца/В.Н. Симонов, В.В., Малов, Ю.П. Якунин, А.П. Руденков//Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. 1975. Вып. 1. С. 85–86.

72. Поздняков П.Г., Федотов И.М., Бирюков В.И. Кварцевые резонаторы с плечеными нагревателями//Электронная техника. Сер. Радиокомпоненты. 1971. Вып. 4. С. 27–29.

73. Кудряшов Э.А. Теоретическое и экспериментальное исследование некоторых возможностей применения пьезоэлектрических кристаллов в измерительной технике: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Л., 1974.

74. А.с. 337727 (СССР). Компарирующий преобразователь электрической мощности в частоту следования импульсов (интервал времени)/Э.А. Кудряшов//Открытия. Изобретения. 1972. № 15.

75. Термочувствительные кварцевые резонаторы с дополнительными нагревательными электродами/А.Е. Караульник, В.И. Иванова, С.Ф. Травкина и др.//Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. 1983. Вып. 3. С. 56–57.

76. Пат. 3478753 (США) Integral heater piezoelectric devices. King W.H.

77. Irish J.D., Snodgrass F.E. Quartz crystals as multipurpose oceanographic sensors//Deep Sea Research. 1972. Vol. 19. P. 165–169, 171–177.

78. Измеритель расхода газа "Поток-1"/А.И. Бутурлин, С.А. Крутоверцев, С.Г. Орлов, Г.Б. Чахунашвили//Электронная промышленность. 1982. Вып. 8 (114). С. 61–62.

79. А.с. 351300 (СССР). Пьезоэлемент дифференциального частотного пьезодатчика механических величин/В.В. Малов, М.С. Хлыстунов//Открытия. Изобретения. 1972. № 27.

80. А.с. 514212 (СССР). Устройство для измерения усилий/В.В. Малов, В.Н. Симонов, П.А. Филимонов, В.Н. Нагайцев//Открытия. Изобретения. 1976. № 18.

81. А.с. 302629 (СССР). Способ измерения статической силы/Л.В. Григорьев, А.Г. Руденков, Е.О. Фрейеров, Ю.П. Якунин, М.И. Ярославский//Открытия. Изобретения. 1971. № 15.

82. А.с. 792535 (СССР). Способ регулирования частотно-температурных характеристик кварцевых резонаторов/В.Н. Симонов, А.Е. Караульник, В.В. Малов, В.В. Макаров и П.А. Филимонов//Открытия. Изобретения. 1980. № 48.

83. Взаимозаменяемость частотных пьезорезонансных датчиков механических величин/В.В. Малов, В.Н. Симонов, М.А. Виноградов, С.А. Арабей/Методы и средства измерения механических параметров в системах контроля и управления. Пенза: ПДНТП. 1983. С. 41–42.

84. Патент 2231174 (Франция). Dispositif transducteur perfectionne. J. P. Corbet.

85. Пат. 3470400 (США). Single beam force transducer with integral mounting isolation. L. Weisbord.

86. Пат. 3479536 (США). Piezoelectric force transducer. F.A. Norris.

87. Пат. 4215570 (США). Miniature Quartz Resonator Force Transducer. E.P. Eer-Nisse.

88. Пат. 4372173 (США). Resonator Force Transducer. E.P. Eer-Nisse.

89. Пат. 4384495 (США). Mounting system for applying force to load sensitive resonator. J.M. Paros.

90. Пат. 4479391 (США). Resonator force transducer. Gary T. Bank, E. Eer-Nisse, W.P. Kistler, J. Paros.

91. Малов В.В., Симонов В.Н. Камертонные пьезорезонансные датчики//Материалы конференции "Датчики на основе технологии микроэлектроники". М.: МДНТП 1986. С. 83–87.

92. Малов В.В., Рябов П.М., Фарафоиев В.Г. Пьезорезонансные аэродинамичес-

кие веса для измерения малых нагрузок//Приборы и техника эксперимента. 1984. № 2. С. 216—217.

93. Рябов П.М., Малов В.В. Пьезорезонансные веса для исследования аэродинамических характеристик моделей сложной формы//Тезисы докладов VIII Всесоюзной конференции по динамике разреженных газов. М.: 1985. Т. 2. С. 150.

94. Пат. 3617780 (США). Piezoelectric transducer and method for mounting same. Benjaminson A, Hammon D.L.

95. Karrer H., Leach J. A quartz resonator pressure transducer//IEEE Trans. Ind. Electron and Control Instrum. 1969. Vol. 16, N 1. P. 44—50.

96. E.P. Eer-Nisse. Rotated X-cut quartz resonators for high temperature applications//Proc. 32 AFCS. 1978. P. 259—269.

97. Пат. 2496884 (Франция). Sonde de mesure de pression. Guimard A., Lemarchand J.

98. Paros T.M. Precision digital pressure transducer//ISA AC. 1972. P. 72—602. P. 1—8.

99. Karrer H.E., Ward R. A low-range quartz resonator pressure transducer//ISA Transactions. 1977. Vol. 16, N 2. P. 90—98.

100. Малов В.В., Козловский В.Д., Макаров В.М. Частотный датчик атмосферного давления на основе кварцевых пьезорезонаторов//Робототехника и автоматизация производственных процессов. 1983. Ч. 3. С. 78—79.

101. Виноградов М.А., Малов В.В., Симонов В.Н. Кварцевый датчик разрежения для автомобилей//Методы и средства измерения механических параметров в системах контроля и управления. Пенза: ПДНТП. 1983. С. 4—5.

102. Безлюдько В.Я., Зеленский А.А., Солодовник В.Ф. Пьезоэлектрический мезаструктурный датчик акустического давления с частотным выходом//Актуальные проблемы получения и применения сегнето- и пьезоэлектрических материалов. Ч. 1. М.: НИИЭТХИМ. 1984. С. 39.

103. Пьезорезонансный датчик гидростатического давления для скважинных манометров/С.А. Арабей, В.В. Иванов, В.В. Малов и др.//Актуальные проблемы получения и применения пьезоматериалов. М.: МДНТП. 1981. С. 39.

104. А.с. 775640 (СССР). Устройство для измерения разности давлений/Т.Б. Ибрагимов, Л.В. Малейко, В.В. Малов и др.//Открытия. Изобретения. 1980. № 40.

105. Пьезорезонансные датчики давления/Л.В. Малейко, В.В. Малов, А.П. Руденков и др.//Приборы и системы управления. 1984. № 9. С. 19—21.

106. А.с. 274517 (СССР). Акселерометр/Е.Е. Гвенгер, Н.И. Красильников, Б.В. Карманов, И.К. Лихович//Открытия. Изобретения. 1970. № 21.

107. А.с. № 296037 (СССР). Дифференциальный пьезоакселерометр с частотным выходом//Открытия. Изобретения. 1971. № 8.

108. Волков М.В., Малов В.В. Применение кварцевых датчиков линейных ускорений//Тезисы доклада на II Всесоюзной конференции "Актуальные проблемы получения и применения сегнето- и пьезоэлектриков". М.: МДНТП, 1984.

109. А.с. 794546 (СССР). Пьезоакселерометр с частотным выходом/В.В. Малов, В.Д. Козловский, В.Н. Симонов//Открытия. Изобретения. 1981. № 1.

110. Пат. 3386292 (США). Digital accelerometer, R.A. Watson.

111. Пат. 4091679 (США). Vibrating Quartz Accelerometer. Kaoru Furusawa, Dumiguki Ishigami.

112. Watson R. Digital Accelerometer build around crystal// Space aeronautics. 1967. Vol. 47, N 6.

113. Accelerometer operated by Quartz crystals//Control Engineering. 1969. Vol. 16, N 1. P. 79.

114. Вильцук В.А., Фроловский С.В. Пьезорезонансные датчики с переменным зазором//Пьезо- и акустоэлектронные устройства. Омск. 1981. С. 102—105.

115. Малов В.В., Симонов В.Н., Ключко А.В. Датчики давления на основе кварцевого генератора, управляемого емкостным чувствительным элементом//Радиотехника. 1986. № 11. С. 44—47.

116. А.с. 464812 (СССР). Способ контроля физических характеристик пленочных материалов/В.В. Малов, Ю.П. Якунин, В.Н. Симонов//Открытия. Изобретения. 1975. № 11.

117. Waage reagiert auf Nanogramm//Funkschau. 1984. N 26. P. 20.

118. Quartz crystals as mechanical sensors//Electronic Product Design. Vol. 5, N 5. P. 28.

119. Николаев В.Т., Черняев В.Н. Чувствительность линзового резонатора среза АТ для осаждения тонких пленок//Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника. 1973. Вып. 7. С. 88—93.

120. Орлов Ю.Г. Эквивалентные параметры пьезорезонатора, нагруженного пленкой//Автоматизация управления технологическими процессами. М.: Атомиздат, 1979. Вып. 3. С. 71—76.

121. Орлов Ю.Г., Малов В.В. Нелинейная теория пьезокварцевого микровзвешивания//Автоматизация управления технологическими процессами. М.: Атомиздат. 1978. Вып. 3. С. 55—76.

122. Симонов В.Н., Малов В.В., Якунин Ю.П. Вопросы оптимизации рабочих характеристик кварцевых микровесов//Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. 1976. Вып. 1.

123. Иващенко В.Е. Сорбционно-частотные датчики приборов контроля микро- и макроконцентраций влаги в газах. Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Ангарск, 1984.

124. Пьезосорбционные гигрометры/В.Е. Иващенко, Л.З. Савкун, А.Н. Дрянов, И.А. Рудых//Измерительная техника. 1982. № 10. С. 37—42.

125. Индикаторы влажности газов ИВА-1 и ИВА-2/А.И. Бутурлин, Ю.И. Гладков, С.Г. Орлов, Ю.Д. Чистяков//Электронная промышленность. 1982. Вып. 8 (114). С. 62.

126. Индикатор микровлажности и концентрации кислорода в водороде ОКА-1/А.И. Бутурлин, А.Я. Дикевич, С.А. Крутоверцев, Е.Н. Овчинников//Электронная промышленность, 1982. Вып. 8 (114). С. 63.

127. Sauerbrey G. Verwendung von Schwingquarzen zur Wagung dünner Schichten und zur Mikrowagung//Zeitschrift für Physik. 1959. Bd. 155. P. 205—222.

128. Ballato A., Lukaszek T. Mass loading of thickness-excited crystal resonators having arbitrary piezo-coupling//IEEE Trans. 1974. Vol. SU-21, N 4. P. 269—275.

129. Kertzman T. Piezoelectric Sensors for use as pollution detectors, meteorology monitors and research instruments//Proc. AFCS 25, 1971. P. 1—2—103.

130. King W.H. The State-of-the-Art in Piezoelectric Sensors//Proc. AFCS 25, 1971. P. 55—73.

131. King W.H., Jr. Using quartz crystals as sorption detectors//Res. Develop. 1969. Vol. 20, N 2. P. 28—34, N 5. P. 29—33.

132. Hlavay J., Guibault G. Applications of the piezoelectric crystal detector in analytical chemistry//Analit. Chem. 1977. Vol. 49. P. 1890—1898.

133. Hlavay J., Guibault G.C. Detection of ammonia in ambient air with coated piezoelectric crystal detector//Anal. Chem. 1978. Vol. 50, N 8. P. 1044—1046.

134. Konash P.L., Bastians G.J. Crystals as detectors in liquid chromatography//Anal. Chem. 1980. N 52. P. 1929—1931.

135. Edmonds T.E., West T.S. A quartz crystal piezoelectric device for monitoring organic gaseous pollutants//Anal. Chem. Acta. 1980. N 17. P. 147—157.

136. Kindlund A., Sundgren H., Lundstrom I. Quartz crystal gas monitor with a gas concentrating stage//Sensors and actuators. 1984. N 6. P. 1—17.

137. Ho M.N., Guibault G.G. Continuous detection of toluene in ambient air with a coated piezoelectric crystal//Anal. Chem. 1980. Vol. 52. P. 1489—1492.

138. Разработка и исследования пьезокварцевых датчиков для определения концентрации паров спиртов и ароматических углеводородов в газах/В.М. Баженов, Т.С. Воронова, И.А. Рудых и др.//Автоматизация химических производств. М.: НИИТЭХИМ, 1983. Вып. 1. С. 37—41.

139. А.с. 1176233 (СССР). Устройство для определения скорости травления/ Л.А. Зубков, В.В. Малов, В.Н. Симонов, В.Е. Прядько. 1985. № 32.
140. В.М. Чутко. Контроль процессов ионного распыления методом кварцевого резонатора//Опτικο-механическая промышленность//Открытия. Изобретения. 1983. № 11.
141. Пьезокварцевое микровзвешивание сухого остатка жидкости/В.З. Красильщик, М.С. Чупахин, Ю.А. Гриднев и др.//Журнал аналитической химии, 1978. Т. 33. Вып. 1. С. 5—12.
142. Гутмай Э.Е., Кашин А.В., Мясников И.А. Применение метода пьезокварцевого микровзвешивания для изучения адсорбции на метастабильной поверхности твердого тела//Актуальные проблемы получения и применения сегнето- и пьезоэлектрических материалов. М.: НИИТЭХИМ. 1984. Ч. 1. С. 2.
143. Carpenter L.G., Watts M.J. Plasma etch and deposition monitoring quartz crystal//Vacuum, 1982. Vol. 32, N 5. P. 305—308.
144. Jones J. A piezoelectric transducer for determination of Metals at the Micromolar Level//Analytical Chemistry. 1969. Vol. 41, N 3. P. 484—490.
145. Трофимов А.И. Пьезоэлектрические измерительные преобразователи в атомной технике. М.: Энергоатомиздат, 1983.
146. Шляхтер Л.М., Шиш В. Новый прецизионный метод измерения размеров и микропеременений//Измерительная техника. 1968. № 2. С. 25—27.
147. Beukema C.J., Melema J. Measuring system for complex shear modulus of liquids using torsionally vibrating quartz crystals//J. Sci. Instrum. 1981. Vol. 14. P. 418—420.
148. Acoustically Coupled Resonators and Pressure Transducer/J. Detaint e.a.//Proc. 37 AFCS. 1983. P. 239—247.
149. Langdon R.M. Vibratory process control transducers//The Marconi review. 1980. Vol. 43. N 218. P. 156—175.
150. Kasahara Y., Tokushima A., Ise Y. Frost sensor//National Technical Report, June 1978. Vol. 24, N 3. P. 512—518.
151. Roberts E.A., Goldsmith P. Piezoelectric crystal as sensing elements of pressure, temperature and humidity//Electrical Engineering. 1951. N 9. P. 776—781.
152. Информация компании Watson Industries/Lasser Report. 1981. Vol. 17, N 8. P. 2.
153. Информация компании Collins Avionics// Electronics Australia. 1985. Vol. 47, N 2. P. 6—7.
154. А.с. 265963 (СССР). Пьезоэлектрический датчик угловой скорости/ В.Н. Опалев, Н.И. Кушко//Открытия. Изобретения. 1970. № 11.
155. Stress induced effects on the propagation of surface Waves/В.К. Sinha, W.J. Tanski e.a.//Proc. 37 AFCS. 1983. P. 415—422.
156. Frequency/Stress Sensitivity of SAW Resonators//Elect. Lett./J.F. Dias, H.E. Karger, J.A. Kusters, C.A. Adams. 1986. 12(22). P. 580—582.
157. Асмоловский Ю.А. Тензозависимость скорости ПАВ в одноповоротных Y-срезах//Пьезо- и акустоэлектронные устройства. Омск: ОмПИ, 1981. С. 50—54.
158. Сыромолотов И.Е. Анализ тензочувствительности акустоэлектронных устройств//Пьезотехника и акустоэлектроника. Омск: ОмПИ, 1983. С. 144—149.
159. Колешко В.М. Мешков Ю.В., Малов В.В. Микроэлектронные датчики давления на поверхностных акустических волнах//Материалы конференции "Датчики на основе технологии микроэлектроники". М.: 1986. С. 88—91.
160. Макаров В.М., Малов В.В., Карпеев Д.В. Частотные датчики механических величин на ПАВ-структурах//Сегнето- и пьезоматериалы и их применение. Материалы семинара МДНТП. М.: 1978. С. 59—62.
161. Дворников А.А., Огурцов В.И., Уткин Г.М. Стабильные генераторы с фильтрами на поверхностных волнах. М.: Радио и связь. 1983.
162. Temperature stable SAW devices using doubly rotated cuts of quartz/Williams D.F. e.a.//Proc. Ultrasonics Symp. 1980. P. 429—433.

163. Hauden D., Michel M., Gagnepain J.J. Higher order temperature coefficients of quartz SAW oscillators//Proceedings of the 32-nd AFCS, U.S. Army Electronics Research and Development Command. 1978. P. 77-86.
164. O'Connell R.M. A new cut of Quartz with orthogonal temperature-compensated propagation directions for surface acoustic wave applications//Proc. 33 AFCS, USA. 1979. P. 402-405.
165. Shimizu Y., Yamamoto Y. SAW propagation characteristics of complete cut of quartz and new cuts with zero temperature coefficient of delay//Proc. Ultrasonics Symposium. 1980. P. 420-423.
166. Temperature Sensor Using SAW delay line/Hauden D. e.a.//IEEE Ultrasonics Symposium. 1981. P. 148-151.
167. High Q. Temperature stable ZnO-on-silicon SAW resonators/S.T. Martin e.a.//Ultrasonics symposium. 1980. P. 113-117.
168. Rokhlin S.I., Kornblit, Gorodetsky J. SAW pressure transducers and accelerometers//Prog. Aerospace Sci. 1984. Vol. 27. P. 1-131.
169. White R.M. Surface acoustic wave and Lamb Wave Sensors//Proc. Internat. Symposium Surface Waves in Solids and Layered Structures. Novosibirsk. USSR, July 1-4, 1968. P. 342-356.
170. Weirauch D.F., Schwartz R.J. SAW resonator frit-bonded pressure transducer//IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings. New Orleans. 1979. P. 874-877.
171. Un capteur de pression a ondes elastiques de surface compatible microinformatique//Inter Electronique 29 Janvier 1979.
172. Пат. 4216401 (США). SAW pressure sensor structure. R.A. Wagner.
173. Cullen D.E. e.a. Progress in the development of SAW resonator pressure transducers//Ultrasonics Symposium. 1980. P. 696-701.
174. Dias J.F. Physical sensors using SAW devices//Electronics and instrumentation. 1982. October. P. 53-54.
175. Pressure and acceleration sensitivity of SAW interferometer/E.J. Staples e.a.//IEEE Ultrasonics Symposium. 1981. P. 155-158.
176. Risch M.R. Precision pressure sensor using quartz SAW resonators//Sensors and actuators. 1984. Vol. 6, N 2. P. 127-135.
177. Das P., Lanz L.C., Tiersten H.F. A Pressure sensing acoustic surface wave resonator//1976 Ultrasonics Symposium Proceedings. IEEE. P. 306-308.
178. Surface acoustic wave underwater sound sensors/E.J. Staples, J. Wise, J.S. Schoenwald, T.C. Lim//1979 Ultrasonics Symposium. P. 870-873.
179. Das P., Lanz L.C., Barone D. A surface acoustic wave transmitting hydrophone//1978 Ultrasonics Symposium Proceedings. P. 458-463.
180. Das P., Lanz L.C. A self-transmitting surface Acoustic wave pressure transducer//Journal of Bioengineering. 1978. Vol. 2. P. 27-32.
181. А.с. 741060 (СССР). Датчик механических величин/В.В. Малов, В.М. Макаров, О.А. Кучко, Д.В. Карпеев//Открытия. Изобретения. 1980. № 22.
182. А.с. 757885 (СССР). Манометрический элемент/В.В. Малов, В.М. Макаров, П.А. Филимонов и др.//Открытия. Изобретения. 1980. № 31.
183. А.с. 1164565 (СССР). Датчик давления/И.Е. Сыромолотнов//Открытия. Изобретения. 1985. № 24.
184. А.с. 1161881 (СССР). Акселерометр с преобразователем поверхностно-акустических волн/И.Е. Сыромолотнов//Открытия. Изобретения. 1985. № 22.
185. Tiersten H.F., Stevens P.S., Das P.K. Acoustic surface wave accelerometer and rotation rate sensor//Ultrasonics Symposium. 1980. P. 727-738.
186. Tiersten H.F. Circulating flexural wave rotation rate sensor//IEEE Ultrasonics Symposium. 1981. P. 163-166.
187. Meunier P.-L., Hartemann P. Cantilever - beamed SAW Accelerometers//1982, Ultrasonics Symposium Proc. P. 299-302.
188. Пат. 2143326 (Великобритания) SAW accelerometer. D.F. Dwyer, D.E. Bowler.

189. А.с. 741049 (СССР). Способ измерения перемещений объекта/В.В. Малов, В.М. Макаров, В.М. Плужников, О.А. Кучко//Открытия. Изобретения. 1980. № 29.
190. Рагульскис К.М., Снитко В.Ю., Мизарене В.И. Виброизмерительные преобразователи на поверхностных акустических волнах//Виброметрия. М.: МДНТИ. 1982. С. 75-77.
191. Мизарене В.И., Рагульскис К.М., Снитко В.Ю. Измерение угловых перемещений поверхностными акустическими волнами.//Робототехника и автоматизация производственных процессов. Барнаул. 1983. Ч. 4. С. 103-105.
192. Smitko V., Zabbarov A., Ragulskis K. Application of surface acoustic waves for measuring linear and angular displacement//Acta Imeko. 1982.
193. Wohltjen H., Dessy R. ASW probe for chemical analysis introduction and instrumentation descriptions//Anal. Chem. 1979. Vol. 51. P. 1458-1464.
194. D'Amico A., Palma A., Verona E. Palladium-surface acoustic wave interaction for hydrogen detection//Appl. Phys. Lett. 1982. Vol. 41, N 3. P. 300-301.
195. Muller R.S., Fertsch M.T., White R.M. Surface - Acoustic - Wave Vapor - Sensing Device//IEEE Transactions of Electron Devices. 1980. Vol. ED-27, N 11. P. 2200-2201.
196. Chuang C.T., White R.M. Sensors Utilizing thin membrane SAW oscillators//IEEE Ultrasonics Proceedings. 1981. P. 159-162.
197. Bryant A., Lee D.L., Vetelino F. A Surface Acoustic Wave Gas Detector//IEEE Ultrasonics Symposium. 1982. P. 171-174.
198. Amico D., Palme A., Verona E. Surface acoustic wave hydrogen sensor//Sensors and actuators. 1982. Vol. 3. P. 31-39.
199. Малов В.В., Орлов Ю.Т. Микровзвешивание на ПАВ-структурах//Измерительные преобразователи/Под ред. В.Я. Ложникова, Омск. 1979. С. 106-111.
200. Орлов Ю.Г., Малов В.В. О применениях поверхностных акустических волн в задачах микровзвешивания.//Измерительные преобразователи/Под ред. В.Я. Ложникова. Омск. 1979. С. 112-119.
201. Орлов Ю.Г., Малов В.В., Макаров В.М. Скачки частоты при настройке ПАВ-генераторов.//Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. 1982. Вып. 2. С. 65-66.
202. Acoustoelectric mobility measurement on films with negligible acoustic loss/ R. Adler e.a.//1980 Ultrasonics Symposium. 1980. IEEE. P. 139-141.
203. Joshi G. Surface Acoustic Wave (SAW) voltage sensor with improved sensitivity//IEEE. 1984. Vol. 72, N 10. P. 1418-1419.
204. Lao B.Y. Gyroscopic effect in surface acoustic waves//1980. Ultrasonics Symposium. P. 687-691.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	5
<b>Глава 1. Принципы построения пьезорезонансных датчиков . . . . .</b>	<b>7</b>
1.1. Эквивалентная схема пьезоэлектрического резонатора . . . . .	7
1.2. Общая характеристика методов управления пьезорезонансными преобразователями. Классификация пьезорезонансных датчиков . . . . .	12
1.3. Упругие, пьезоэлектрические и диэлектрические свойства пьезоэлектрических материалов . . . . .	19
1.4. Общая характеристика пьезорезонаторов ОАВ, используемых в ПРД . . . . .	22
<b>Глава 2. Физические свойства управляемых пьезоэлектрических резонаторов . . . . .</b>	<b>35</b>
2.1. Термочувствительность кварцевых резонаторов . . . . .	35
2.2. Тензочувствительность кварцевых пьезорезонаторов . . . . .	48
2.3. Физические основы масс-чувствительности пьезорезонаторов . . . . .	67
2.4. Акустическая чувствительность пьезорезонаторов . . . . .	76
2.5. Физические основы гиро-чувствительности пьезопреобразователей . . . . .	79
2.6. Влияние факторов окружающей среды на пьезоэлектрические резонаторы . . . . .	81
<b>Глава 3. Электронные схемы пьезорезонансных датчиков . . . . .</b>	<b>83</b>
3.1. Схемы включения пьезорезонаторов в измерительных преобразователях . . . . .	83
3.2. Основы работы автогенераторов с пьезоэлектрической стабилизацией . . . . .	84
3.3. Автогенераторные схемы пьезорезонансных датчиков . . . . .	89
3.4. Принципы построения измерительной аппаратуры на базе пьезорезонансных датчиков . . . . .	95
<b>Глава 4. Применение термочувствительных пьезорезонаторов в измерительной технике . . . . .</b>	<b>102</b>
4.1. Кварцевые термометры . . . . .	102
4.2. Цифровые приборы на основе кварцевых термодатчиков . . . . .	113
4.3. Подогревные термочувствительные пьезорезонаторы . . . . .	120
4.4. Электротепловой ваттметр . . . . .	121
4.5. Пьезорезонансный вакуумметр . . . . .	124
4.6. Некоторые применения подогревных пьезорезонаторов . . . . .	125
<b>Глава 5. Пьезорезонансные датчики на основе тензочувствительных резонаторов . . . . .</b>	<b>127</b>
5.1. Общая характеристика пьезорезонансных тензопреобразователей . . . . .	127
5.2. Пьезорезонансные преобразователи усилий . . . . .	133
5.3. Пьезорезонансные датчики давления . . . . .	147
5.4. Пьезорезонансные акселерометры . . . . .	167
5.5. Примеры построения пьезорезонансных измерительных преобразователей . . . . .	178
<b>Глава 6. Практические применения метода кварцевого микровзвешивания . . . . .</b>	<b>183</b>
6.1. Общая характеристика метода . . . . .	183
6.2. Кварцевые толщиномеры . . . . .	185
	271

6.3. Пьезорезонансные датчики влажности . . . . .	188
6.4. Селективные сорбционные детекторы . . . . .	195
<b>Глава 7. Измерительные преобразователи на основе акусточувствительных и гироувствительных пьезорезонаторов . . . . .</b>	<b>201</b>
7.1. Акустические датчики давления газа . . . . .	201
7.2. Датчики для контроля параметров в жидкостях . . . . .	204
7.3. Преобразователи усилий . . . . .	207
7.4. Преобразователи микроперемещений . . . . .	208
7.5. Гигрометр точки росы . . . . .	210
7.6. Применение акусточувствительных резонаторов в физических исследованиях . . . . .	210
7.7. Пьезоэлектрические виброгироскопы . . . . .	210
<b>Глава 8. ПАВ-датчики . . . . .</b>	<b>215</b>
8.1. Вводные замечания . . . . .	215
8.2. Общая характеристика ПАВ-преобразователей . . . . .	216
8.3. Материалы для датчиков на ПАВ . . . . .	222
8.4. Схемы техники ПАВ-датчиков . . . . .	223
8.5. ПАВ-генераторы . . . . .	224
8.6. Термочувствительность ПАВ-приборов . . . . .	229
8.7. Датчики температуры на ПАВ . . . . .	232
8.8. Тензочувствительность ПАВ-приборов . . . . .	235
8.9. Основные разновидности силочувствительных элементов на ПАВ . . . . .	236
8.10. ПАВ-датчики давления . . . . .	239
8.11. ПАВ-акселерометры . . . . .	250
8.12. Измерение микроперемещений . . . . .	253
8.13. Микровзвешивание на ПАВ-структурах . . . . .	255
Список литературы . . . . .	262

Производственное издание

**Малов Владимир Владимирович**

**ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫЕ ДАТЧИКИ**

Редактор *В.И. Ваганов*

Редактор издательства *З.И. Михеева*

Художественные редакторы *Т.А. Дворецкова, Т.Н. Хромова*

Технический редактор *Г.Н. Лядухина*

Корректор *Н.А. Войтенко*

ИБ № 1727

Набор выполнен в издательстве. Подписано в печать с оригинала-макета 28.09.89. Т-12769. Формат 60 х 88 1/16. Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Усл. печл. 16,66. Усл.кр.-отт. 17,15. Уч.-изд.л. 19,06. Тираж 12 000 экз. Заказ 6867. Цена 1 р. 60 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Отпечатано в ордене Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО "Первая Образцовая типография" Государственного комитета СССР по печати. 113054, Москва, Валовая ул., 28.