

## ВВЕДЕНИЕ

Измерения, связанные с воздушной акустикой, производились еще в античные времена. Об этом свидетельствуют акустические свойства некоторых античных храмов и форумов. Однако в те времена измерения носили качественный характер, обычно их выполнял строитель сооружения, добиваясь методом проб и ошибок улучшения звучания.

Первые измерения количественного характера в области акустики проводились при определении скорости распространения звука. Так, в 1636 г. скорость звука определялась Марсенном следующим образом: исследовалось распространение звука выстрела, а отсчет времени производился по числу ударов пульса. В 1738 г. группа французских академиков провела тщательные измерения скорости звука в воздухе и получила результаты, близкие к действительным. В начале XIX в. ученый Хладни определял скорость звука по колеблющимся стержням, звучащим трубкам. Он использовал также распределение легких частиц по колеблющейся поверхности, называемое теперь фигурами Хладни. Скорость распространения звука в воде была измерена на Женевском озере Колладоном и Штурмом в 1826 г. Они использовали в качестве источника звука колокол, а прием осуществляли с помощью опущенной в воду трубы, конец которой был закрыт тонкой мембраной. Время прохождения звука в воде определялось по световой вспышке, сопровождающей удар колокола, и регистрировалось секундомером.

В середине XIX в. крупнейшими физиками мира — Гельмгольцем, Рэлеем, Лебедевым на основе предыдущих работ Эйлера, Бернулли, Фурье, Пуассона была создана теория акустики, основные положения которой проверялись экспериментально.

Измерение колебательной скорости частиц, звукового давления в XIX в. производилось для отдельных частных случаев, легко поддающихся расчету. В качестве инструментальных методов использовались фигуры Хладни, труба Кундта, чувствительные пламена. Тщательно продумывалась методика измерений, позволяющая простейшими средствами получать надежные количественные результаты.

На основе экспериментальных исследований американский ученый Сэбин в конце прошлого века установил соотношения между временем реверберации в помещениях, их размерами и по-

глощением поверхностей. Сэбин проводил измерения при помощи секундомера, на слух определяя после выключения источника время спада интенсивности в миллион раз. Насколько удачно была выбрана методика проведения исследований свидетельствует то, что числовые коэффициенты, найденные Сэбином, остаются справедливыми и в наше время.

Интересная экспериментальная работа, посвященная действию звуковых волн на акустические резонаторы, была выполнена П. Н. Лебедевым, впоследствии тончайшими экспериментами определившим давление света.

В конце XIX в. было предложено несколько методов измерения интенсивности звука — радиометрический, манометрический, метод диска Рэля. Действие диска Рэля основано на том, что при обтекании диска частицами колеблющейся среды возникают силы, стремящиеся повернуть его поперек направления движения звуковых волн.

В 1906—1908 гг. В. Д. Зернов произвел тщательное экспериментальное сопоставление известных методов измерения интенсивности звука и сформулировал условия и ограничения этих методов. Ряд ученых (В. Кёниг, И. Г. Русаков, Л. Б. Лангаис и др.) в последующие годы провели исследования, уточняющие пределы применимости метода диска Рэля и численные формулы для его модификаций. Несмотря на некоторые конструктивные неудобства и сложности, звукомерный диск и в наше время используется в метрологической практике. В метрологии большое значение имеет своеобразный консерватизм: новые методы несут новые, пока неизвестные, погрешности, а старые методы, даже если они громоздки и неудобны, но хорошо исследованы. Сопоставление же результатов измерений одних и тех же величин разными методами позволяет выявить систематические погрешности, неизбежно присущие любому методу.

В 1903 г. В. Я. Альтберг измерил радиационное давление звука и разработал метод определения интенсивности звука по величине давления, создаваемого звуком, падающим на препятствие, с помощью радиометров.

Ученик П. Н. Лебедева А. Б. Млодзеевский в 1910 г. провел тщательные измерения скорости звука в свободном сухом воздухе на частотах 10 и 33 кГц, т. е. впервые измерил скорость ультразвуковых волн в воздухе и показал независимость скорости звука от частоты колебаний.

В 1911 г. И. П. Неклепаев создал установку для измерения поглощения ультразвуковых волн в воздухе в диапазоне от 130 до 400 кГц, а П. Н. Лебедев показал необходимость привлечения для объяснения полученных результатов молекулярных представлений о строении вещества.

Революция в акустических измерениях, произошедшая в 20—30-е годы нашего века, вызвана бурным развитием радиотехники и электроники. Подавляющее большинство акустических изме-

рений начиная с этого времени осуществляется электроакустическими методами: акустический процесс преобразуется в аналогичный электрический процесс, в котором изменения напряжения точно соответствуют изменениям звукового давления (или колебательной скорости и т. д.), а между этими величинами существует однозначная количественная связь. Это осуществляется при строго линейном режиме работы всех элементов измерительного тракта — электроакустических преобразователей, усилителей, фильтров и т. д.

Развитие электронной техники, создание стабильных генераторов электрических колебаний, радионизмерительных приборов и методов электрических измерений позволили совершенно перестроить технику акустических измерений. Стало возможным определять частоту колебаний с очень высокой степенью точности. Это подняло на новую ступень большое число резонансных методов измерения (определение скорости звука, поглощения, динамических модулей материалов). Появилась аппаратура для дистанционных, телеметрических измерений на неограниченном расстоянии от источника звука. Были созданы измерительные электроакустические преобразователи — стабильные, устойчивые приемники и излучатели звука: конденсаторный микрофон Вента, измерительные излучатели Рейса и Келлога. На основе оптического метода записи звука начало действовать звуковое кино. Получила развитие магнитная запись звука, сначала на проволоку, затем на ферромагнитную ленту. Регистрация звука производилась с помощью шлейфных осциллографов и быстродействующих самописцев уровней, а визуальное наблюдение временных процессов — на экранах осциллографов.

Успехи радиотехники и электроники повлияли на развитие методов анализа акустических процессов. Можно констатировать, что значительная часть современных методов акустических измерений (резонансные, мостовые, компенсационные методы, методы стоячей волны) была известна еще до второй мировой войны.

В 1934 г. в книге Олсона и Массе «Прикладная акустика» (США) был собран опыт промышленного применения электроакустики, приведены сведения об электроакустической аппаратуре, а также материал, посвященный измерениям.

Обобщение мировой практики акустических измерений было впервые выполнено в Советском Союзе. В монографиях по акустическим измерениям Л. Л. Мясниковым (1937 г.) и А. И. Беловым (1941 г.) приведен обзор публикаций по важнейшим методам измерений — резонансным, компенсационным, анализу колебаний, методам акустической оценки помещений. В ряде разделов эти работы не устарели и в наше время.

Период второй мировой войны во всех странах послужил толчком к развитию направлений экспериментальной акустики. Особенно это сказалось на развитии импульсной техники для гидроакустических исследований, на создании устройств военной

техники, а также в экспериментальных исследованиях по снижению шумности судовых механизмов и машин.

Послевоенный период развития акустических измерений характеризуется рядом особенностей. Главная из них — выход экспериментальной техники за пределы научных учреждений. Электроакустика настолько широко вошла в промышленность, быт населения, что необходимость проведения разнообразных акустических измерений возросла во много раз. Все заводы-изготовители многообразных устройств, включающих электроакустические элементы (телефоны, радиоприемники, телевизоры, приемопередающие устройства), вынуждены осуществлять акустические измерения для оценки свойств своей продукции. Очень широко применяется электроакустика на судах — в эхолотах, рыболокаторах, навигационных устройствах; на военных кораблях используется соответствующая гидроакустическая техника. Забота о здоровье человека поставила вопрос о нормализации шума на производстве, в судовых и других помещениях. Во всех этих случаях необходим акустический контроль, т. е. измерение тех или иных акустических характеристик помещений.

✓ Массовый характер использования акустических устройств потребовал разработки методов автоматизации акустических измерений, основанных на последних достижениях электронной и электронно-вычислительной техники, получения и переработки экспериментальной информации.

✓ Остановимся на новых методах, широко используемых при современных акустических измерениях.

✓ Практически почти для каждого измерения необходима градуировка, т. е. определение чувствительности излучателей и приемников звука.

✓ Ряд методов градуировки, достаточно разнообразных и основанных на различных физических явлениях — пьезоэлектрических силах (электростатический метод), законе Бойля—Мариотта—Клапейрона (пистонфоны), термоакустических явлениях (термофоны), интерференции звуковых волн (резонансные методы) и др. — применялся до второй мировой войны, однако, эти методы требовали, как правило, стационарных условий измерений и были мало пригодны для повседневного использования. В настоящее время данные методы в значительной степени вытеснены градуировкой на основе принципа взаимности.

✓ Принцип взаимности применительно к акустическим процессам был сформулирован для частных случаев Гельмгольцем и затем обобщен Рэлеем во второй половине прошлого века. В 1926 г. Шоттки вывел соотношение, определяющее коэффициент взаимности для сферических волн. В 1932 г. Дюбуа (Франция) рассмотрел электрические методы исследования обратимых электроакустических преобразователей, однако эта работа не получила практического применения. В 1940 г. Мак-Лин (США) использовал принцип взаимности к абсолютным измерениям в звуковом

поле без применения образцовых приборов. Во время второй мировой войны этот метод был применен в США для градуировки микрофонов и гидрофонов.

После войны градуировка на основе принципа взаимности получила широкое признание, она включена в ряд международных стандартов и используется метрологами во всех странах.

Принцип взаимности для электроакустических преобразователей формулируется следующим образом: чувствительности линейного обратимого преобразователя в режимах излучения и приема однозначно связаны между собой коэффициентом взаимности. Применение этой теоремы позволило осуществлять абсолютную градуировку электроакустических преобразователей без измерения акустических величин (звукового давления, скорости частиц, интенсивности звука), а только путем измерения электрических величин напряжения или тока при различных положениях нескольких преобразователей.

Преимуществом градуировки на основе принципа взаимности является также то, что ее можно выполнять в рабочих условиях, в широком диапазоне частот, не требуется наличия образцового прибора.

Метод взаимности для градуировки электроакустических преобразователей оказался весьма перспективным. Наиболее распространенная его модификация — градуировка в сферической звуковой волне — метод трех преобразователей, исследовалась Л. Беранеком, Л. Фолди, Г. Примаковым, Р. Боббером (США), А. А. Харкевичем, В. В. Фурдуевым, Л. Я. Гутиним, А. Н. Голенковым.

Разработано много вариантов градуировки методом взаимности в различных условиях, позволяющих автоматизировать градуировку.

Градуировка в цилиндрической волне рассмотрена Г. Сэбином и Р. Боббером, в плоской волне — Б. Симмонсом и Р. Уриком (США). М. В. Казанцева создала теорию метода градуировки электроакустических преобразователей в трубах и камерах малого объема. Метод градуировки в диффузном поле разработан Г. Дистелем (ФРГ), метод самоградуировки — Е. Карстенсоном (США). Значительный вклад в конкретные разработки внесли И. Т. Русаковым, М. В. Казанцевой, А. В. Римским-Корсаковым, А. Н. Голенковым, А. И. Ривиним. Некоторые установки для градуировки преобразователей на основе принципа взаимности обеспечивают погрешность менее 0,5 дБ, что является очень высоким показателем для акустических измерений.

В 1948 г. Г. Трент (США) сформулировал соотношения взаимности для электромеханических преобразователей (приемников вибраций). Градуировку приемников вибраций удалось довести до частот 40—45 кГц, что невозможно сделать другими методами.

Принцип взаимности при акустических измерениях может быть использован не только для градуировки. На его основе оказалась

возможной оценка дифракционных явлений на преобразователях, оценка направленных свойств элементов и т. д.

Распространено ошибочное мнение, что измерения, производимые в акустике, неточны, и получаемые результаты мало достоверны. Так как акустические процессы в реальных условиях зависят от большого числа факторов, находящихся в непрерывном изменении, то результаты отдельных измерений заметно различаются между собой. Стабильность работы акустических измерительных трактов (т. е. зависимость их характеристик от температуры, времени, статического давления и т. п.) в настоящее время может быть очень высокой. Предполагая измеряемый процесс стационарным и стабильным, чего нет при достаточно малых выборках, различие в получаемых результатах часто приписывают качеству измерения. Для получения устойчивых достоверных данных развиваются вероятностные методы измерений и их оценки.

Математические методы оценки вероятностных процессов в настоящее время бурно развиваются в связи с потребностями радиофизики, радиоастрономии, радиолокации и т. д. Здесь велики заслуги советских специалистов А. Я. Хинчина, В. И. Бунимовича, М. С. Рытова, Б. Р. Левина и др.] В свою очередь, развиваются соответствующие измерительные приборы и установки. Получение кривых распределения вероятности, дисперсии, плотности вероятности, иначе говоря, анализ характера распределения амплитуд измеряемых сигналов производится с помощью разнообразных автоматических устройств, в большинстве своем основанных на использовании цифровой вычислительной техники. В этой области наиболее известны работы специалистов по электронным и радиоизмерениям — Р. А. Валитова, Г. Я. Мирского и др.

[К методам вероятностей оценки следует отнести также корреляционные измерения. Применение корреляционного анализа позволяет проследить связь между акустическими процессами, получить высокое отношение сигнал/помеха и в ряде случаев упростить проведение измерений. Аппаратура для проведения корреляционных измерений довольно сложна, но расширяет возможности исследований. Большая работа по созданию способов корреляционных исследований выполнена К. Гоффом (США), Ф. Ланге (ФРГ), С. Г. Гершман, А. К. Новиковым и др.]

Импульсная техника в акустических, и особенно гидроакустических измерениях, играет большую роль, в ней используются достижения радио- и гидролокации. При правильном выборе параметров импульсов (в соответствии с характеристиками пространства, где они распространяются) условия измерений оказываются более приближенными к идеальным, т. е. неограниченной среде, чем это может быть получено в самой хорошей звукозаглушенной камере.

Измерения с помощью импульсов производятся в трубах и стержнях для определения величины затухания и скорости распространения звука в средах. В последние годы получили рас-

пространственные импульсные фазочувствительные установки, обеспечивающие исключительно высокую точность определения скорости звука (до долей сантиметров в секунду).

Вопросы нелинейной акустики, успешно развиваемые в последние годы, при экспериментальной оценке модулей упругости высоких порядков для многих материалов требуют прецизионных измерений скорости звука, которые стали возможны только в недавнее время.

Большую роль в развитии методов точного измерения скорости и поглощения звука сыграла школа С. Я. Соколова — работы Л. Г. Меркулова, А. В. Харитоновой, В. Е. Иванова, Л. А. Яковлева. Наряду с ними известны работы Г. Ман-Скинмина, Е. Пападакиса (США), А. Лорда, М. Редвуда (Англия) и др.

Использование цифровой электронно-вычислительной техники открывает широкие возможности для постановки ряда измерений. В первую очередь это касается обработки и анализа информации, получаемой при многоканальных измерениях процессов распространения звука по сложным строительным и судовым конструкциям.

Развиваются исследования в области сверхвысоких переменных давлений (при взрывах, ракетных пусках и т. д.) в условиях высоких температур и больших статических давлений.

Среди новых направлений в акустических измерениях необходимо отметить попытки расширения форм представления измерений, например, путем построения трехмерных диаграмм зависимостей: частоты, температуры, коэффициента потерь или времени, частоты, силы звука. Визуализация звука и вибраций успешно осуществляется С. Н. Ржевским, И. И. Клюкиным, Е. Л. Шендеровым с помощью установок темного поля и других оригинальных методов.

Развивается новое направление исследований — акустическая голография, позволяющая на основе восстановления интерференционных картин получать разнообразную информацию об акустических процессах. В качестве примера достаточно назвать измерение в ближнем поле акустических антенн и машинный пересчет получаемых данных на расстояния, соответствующие дальнему полю.

Нельзя не указать на большие возможности электронной вычислительной техники по оптимальному автоматическому управлению процессами сложных акустических измерений — выбору необходимого количества измерительных режимов, измерительных точек и т. д. В этом заключается особенность современных акустических измерений — стремление к работе с помощью полностью автоматизированной многоканальной аппаратуры, выдающей данные в виде искомым зависимостей. При правильном выборе скорости измерения аргумента (расстояний, частот, углов и т. д.) погрешность получаемых значений резко снижается из-за устранения субъективных ошибок (и оценок) оператора, а также

увеличения объема информации (без увеличения времени эксперимента).

Следует отметить повышение качества электроакустических преобразователей — излучателей и приемников звука в различных средах. Высокая чувствительность, малые размеры, равномерность частотных и угловых характеристик — таковы отличительные особенности современных микрофонов, гидрофонов, виброприемников, образцовых источников звука. Погрешность, вносимая этими элементами в измерения на современном уровне, как правило, меньше других видов погрешностей, присущих тем или иным видам акустических измерений.

Важное направление современных акустических измерений — придание им международного значения, сопоставимость результатов, полученных в разных странах. Международная организация по стандартизации ИСО рекомендует регламентировать ряд акустических измерений (измерения шумов транспорта, электрических машин, времени реверберации, акустической мощности и т. д.). Советский Союз также принимает деятельное участие в указанной работе. СЭВ принял ряд стандартов, обязательных при проведении акустических измерений (шумовые методы измерения, приборы для измерения шума и др.).

В Советском Союзе действует большое число государственных стандартов по акустическим измерениям (методы и средства проверки измерительных микрофонов, определение шумовой характеристики, измерение звукоизоляции, частоты для акустических измерений, методы испытания шумомеров и др.).

Созданию ГОСТов и международных стандартов предшествует большая работа по их проверке и обоснованию. Эти рекомендации регулярно пересматриваются и обновляются.

Действенность международных рекомендаций неоднократно проверялась международными сравнительными измерениями (раундами) коэффициента поглощения одного и того же материала в реверберационных камерах, градуировкой одного и того же гидрофона, методами, наиболее распространенными в данной стране. Выполнение международных стандартов и рекомендаций обеспечивает хорошую сопоставимость результатов.

Несмотря на большие успехи, достигнутые в области акустических измерений, постоянно возникают новые проблемы. Например, развитие лазерной техники позволило выполнять прецизионные измерения колебаний твердых тел в широком диапазоне частот. Однако постановка таких измерений потребовала разработки специальных мер по исключению влияния на результаты случайных колебаний, изменения температуры по пути лазерного луча и т. д.

Разработке новых методов акустических измерений посвящено большое количество публикаций. В связи с расширением области акустических измерений происходит и дифференциация обобщающих материалов. Выпущены книги Ю. М. Илюшка по измерениям

производственного шума, И. И. Ключина и А. Е. Колесникова по акустическим измерениям в судостроении, А. Е. Колесникова по ультразвуковым измерениям, Р. Боббера, В. Альберса (США), а также А. М. Тюрина, Э. С. Таранова и А. П. Сташкевича по гидроакустическим измерениям, Г. Л. Осипова, Д. З. Лопашева и Е. И. Федосеевой по акустическим измерениям в строительстве.

В настоящем учебнике представлены материалы по методам и средствам акустических измерений по состоянию на 1982 г. в соответствии с действующей программой курса «Автоматические измерения» по специальности 0610. Этот курс читается автором на протяжении ряда лет в ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина).

## Глава 1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

### § 1.1. ЕДИНИЦЫ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН, ИСПОЛЗУЕМЫЕ ПРИ АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ

Единица физической величины (единица) представляет значение физической величины, принятое за основное, для сравнения с ним значения той же величины при их количественной оценке. Согласно стандарту стран экономической взаимопомощи СТ СЭВ 1052—78 обязательному применению подлежат единицы Международной системы единиц, а также десятичные кратные и дольные от них.

Рассмотрим единицы физических величин, относящиеся непосредственно к акустическим измерениям, и их наиболее распространенные обозначения:

Величины	Обозначения	Единица системы СИ	Соотношения между единицами систем СИ и СГС
Звуковое давление	$p$	Па	$1 \text{ Па} = 10 \text{ дин/см}^2$
Интенсивность звука	$I$	Вт/м <sup>2</sup>	$1 \text{ Вт/м}^2 = 10^3 \text{ эрг/см}^2$
Звуковая мощность (поток звуковой энергии)	$P$	Вт	$1 \text{ Вт} = 10^7 \text{ эрг/с}$
Скорость колебаний частиц	$v, \frac{\text{см}}{\text{с}}$	м/с	$1 \text{ м/с} = 10^2 \text{ см/с}$
Колебательное ускорение частиц	$a, \frac{\text{см}}{\text{с}^2}$	м/с <sup>2</sup>	
Скорость звука	$c$	м/с	$1 \text{ м/с} = 10^2 \text{ см/с}$
Длина звуковой волны	$\lambda$	м	$1 \text{ м} = 10^2 \text{ см}$
Линейная частота колебаний	$f$	Гц	$1 \text{ Гц} = 1 \text{ Гц}$
Период колебаний	$T$	с	$1 \text{ с} = 1 \text{ с}$
Угловая частота колебаний	$\omega$	рад/с	$1 \text{ рад/с} = 1 \text{ рад/с}$
Плотность звуковой энергии	$w$	Дж/м <sup>3</sup>	$1 \text{ Дж/м}^3 = 10 \text{ эрг/см}^3$
Время реверберации	$T$	с	$1 \text{ с} = 1 \text{ с}$
Удельное акустическое сопротивление	$\rho c$	Па·с/м	$1 \text{ Па} \cdot \text{с/м} = 10^{-3} \text{ дин} \cdot \text{с/см}^2$
Акустическое сопротивление	$z_a$	Па·с/м	$1 \text{ Па} \cdot \text{с/м} = 10 \text{ дин} \cdot \text{с/см}$
Механическое сопротивление	$z_m$	Н·с/м	$1 \text{ Н} \cdot \text{с/м} = 3 \cdot 10^4 \text{ ед. СГСЕ}$
Пьезоэлектрический модуль	$d$	Кл/Н	$1 \text{ Кл/Н} = 3 \cdot 10^5 \text{ ед. СГСЕ}$

При акустических измерениях часто применяются и другие механические, электрические и магнитные величины, не являющиеся акустическими. Все они также должны использоваться в системе СИ.

В технической литературе по акустике, изданной в предыдущие годы, применяется система СГС (с 1934 г. по 1980 г. она входила в ГОСТы на акустические единицы). Поэтому необходимо знать соотношения между единицами СИ и СГС.

Отметим, что при обозначениях единиц физических величин принято те их наименования, которые образованы в честь ученых, писать с заглавной буквы (например, Па, Н, Дж, Гц, Ф и т. д.).

СИ — рационализованная система единиц, а СГС — нерационализованная, поэтому сопоставление соотношений, получаемых в этих системах, показывает, что некоторые формулы различны. Приведем некоторые выражения, иллюстрирующие это положение.

Закон Кулона

Система СИ

$$F = \frac{q_1 q_2}{4\pi\epsilon_0 r^2};$$

где  $q_1, q_2$  — заряды;  $r$  — расстояние между зарядами;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая постоянная пустоты в системе СИ, равная  $8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м;  $\epsilon$  — диэлектрическая постоянная диэлектрика.

Емкость плоского конденсатора

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{d};$$

где  $S, d$  — площадь электродов и расстояние между ними.

Емкость сферического конденсатора

$$C = \frac{4\pi R^2 \epsilon \epsilon_0}{d};$$

где  $R, d$  — средний радиус и толщина стенок оболочки.

Емкость цилиндрического конденсатора

$$C = \frac{2\pi R L \epsilon \epsilon_0}{d};$$

где  $R, d, L$  — средний радиус, толщина стенок и длина цилиндра.

Пондеромоторная сила взаимодействия пластин плоского конденсатора

$$F = \frac{\epsilon \epsilon_0 U^2 S}{2d^2};$$

где  $U$  — напряжение.

Система СГС

$$F = \frac{q_1 q_2}{r^2};$$

$$C = \frac{\epsilon S}{4\pi d};$$

$$C = \frac{R^2 S}{d};$$

$$C = \frac{R L \epsilon}{2d};$$

$$F = \frac{\epsilon U^2 S}{4\pi d^2};$$

## § 1.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ И ПРИЕМНИКИ ЗВУКОВОГО ДАВЛЕНИЯ

В различных областях техники, а особенно в быту, широко применяются электроакустические преобразователи — излучатели и приемники звукового давления — многообразные громкоговорители и микрофоны в приемниках, телевизорах, магнитофонах. В основном они непригодны для измерительных целей. Измерительные преобразователи — приемники и излучатели звукового давления должны отвечать специальным требованиям: высокой стабильности их характеристик во времени и зависимости от внешних условий — температуры, статического давления, состава окружающей среды, широкому диапазону рабочих частот; монотонности частотной характеристики; отсутствию изрезанности в характеристике направленности.

Типы и конструкции преобразователей, применяемые в газах и жидкостях, обычно существенно различаются. Удельное акустическое сопротивление воздуха (410 Па·с/м) значительно меньше соответствующего сопротивления любой жидкости ( $1,5 \cdot 10^6$  для воды). Гидростатическое давление сильно изменяется по мере погружения преобразователя в воду, тогда как атмосферное статическое давление незначительно меняется с высотой. Преобразователи, работающие в жидкостях, должны быть герметизированы, а их электрические выводы изолированы. Поэтому излучатели и приемники, хорошо работающие в воздухе, малоэффективны в жидкостях, а предназначенные для работы в жидкостях — непригодны для работы в воздухе. Измерительные излучатели, как правило, имеют небольшую мощность (достаточную для работы в лабораторных условиях) и невысокое значение КПД (чтобы обеспечить работу излучателя в линейном режиме).

Приведем некоторые определения, необходимые для дальнейшего изложения.

Чувствительность электроакустических преобразователей в режиме излучения — отношение звукового давления, создаваемого преобразователем на заданном расстоянии, к току возбуждения преобразователя.

Чувствительность в режиме приема — отношение электрического напряжения на выходе преобразователя к звуковому давлению в месте размещения преобразователя при его отсутствии, (чувствительность по полю).

Чувствительность по давлению — отношение того же напряжения к звуковому давлению, действующему на преобразователь. Отношение этих чувствительностей представляет собой величину, обратную дифракционной постоянной. На низких частотах эта дифракционная постоянная равна единице, а на высоких может достигать двух.

Характеристика направленности излучателя — угловая зависимость звукового давления, развиваемого излучателем в произ-

вольном направлении, отнесенная к максимальному давлению (давлению на оси).

Характеристика направленности приемника — угловая зависимость отношения напряжения на выходе приемника при воздействии давления под произвольным углом к максимальному напряжению (на оси). Интегральной мерой направленности служит коэффициент осевой концентрации — отношение интенсивности (квадрата звукового давления), создаваемой направленным излучателем в точке на оси характеристики направленности, к интенсивности, создаваемой в этой же точке ненаправленным излучателем равной мощности.

### 1.2.1. Измерительные излучатели звука в воздухе

Оценка свойств измерительных излучателей производится по частотной характеристике его чувствительности в режиме излучения, а также по характеристике направленности.



Рис. 1.1. Внешний вид эталонного источника звука типа центробежного вентилятора (а) и частотная характеристика излучаемой им звуковой мощности (б).

В качестве измерительных излучателей в воздухе используют электроакустические преобразователи электродинамического типа — диффузные громкоговорители прямого излучения.

Неравномерность частотных характеристик электрогидродинамических излучателей значительна. В широком диапазоне частот такие преобразователи трудно рассматривать как измерительные. Если же использовать при излучении достаточно узкие частотные диапазоны и принять меры по устранению гармоник, обусловленных нелинейностью, то можно обеспечить хорошие результаты.

В области высоких частот диффузные громкоговорители обладают заметной направленностью. В некоторых случаях используют систему из многих громкоговорителей, размещаемых под углами друг к другу.

В качестве измерительных используются аэродинамические источники звука в виде сирен и центробежных вентиляторов.

Внешний вид источника последнего типа показан на рис. 1.1, а, частотный диапазон его работы простирается от 100 Гц до 10 кГц при мощности 0,025 Вт (рис. 1.1, б).

Высокую интенсивность звука можно получить с помощью сирен, а также сверхзвуковой струи.

В качестве простого источника воздушного шума в довольно широкой полосе частот может служить шариковый калибратор,

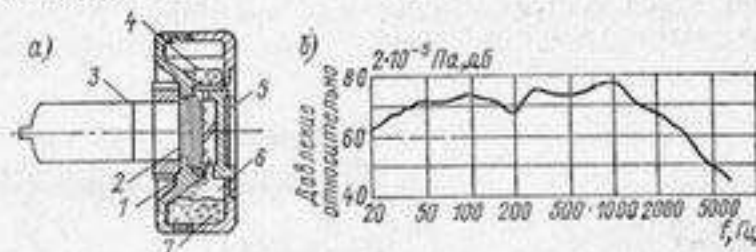


Рис. 1.2. Конструкция шарикового калибратора (а) и спектр создаваемого им шума (б).

1 — корпус; 2 — мембрана; 3 — микрофон; 4 — верхняя полость; 5 — канал; 6 — нижняя полость; 7 — шарики.

конструкция которого показана на рис. 1.2, а. В корпусе, включающем две конусообразные полости, помещены мелкие стальные шарики. Поворотом корпуса в положение, при котором шарики из верхней полости пересыпаются в нижнюю под действием силы тяжести, прибор включается в действие, продолжаясь около 14 с. По пути шарики ударяются об отражающую призму и мембрану, что и является причиной звука. Суммарное звуковое давление составляет около 108 дБ и имеет вид гауссова процесса. Спектр шума этого источника (рис. 1.2, б) охватывает частотный диапазон от 20 до 5000 Гц. Заметим, что указанный источник представляет собой не электроакустический преобразователь, а механический источник очень малой мощности. Он предназначен для калибровки микрофонов, располагаемых вблизи мембраны.

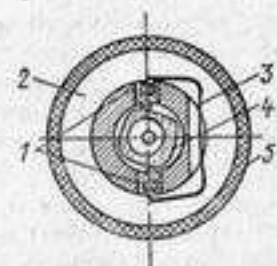


Рис. 1.3. Конструкция пистонфона для калибровки конденсаторных микрофонов.

1 — поршни; 2 — камера связи; 3 — удерживающая пружина; 4 — кулачковый диск; 5 — корпус.

В качестве излучателей звука в воздухе могут быть также использованы электростатические и электретные преобразователи (т. е. конденсаторные микрофоны), создающие звуковое давление, уровень которого составляет порядка 20 дБ на расстоянии 1 м при возбуждении 10 В напряжения на частоте 1000 Гц.

На фиксированных частотах применяется также измерительный излучатель — пистонфон — конструкция из двух поршней,

приводимых в движение специальным электродвигателем в противофазе (рис. 1.3), обеспечивающая уровень звукового давления, равный 124 дБ на частоте 250 Гц.

### 1.2.2. Измерительные приемники звука в воздухе

В качестве измерительных приемников звука в воздухе (микрофонов) используются главным образом электроакустические преобразователи электростатического типа (чаще называемые

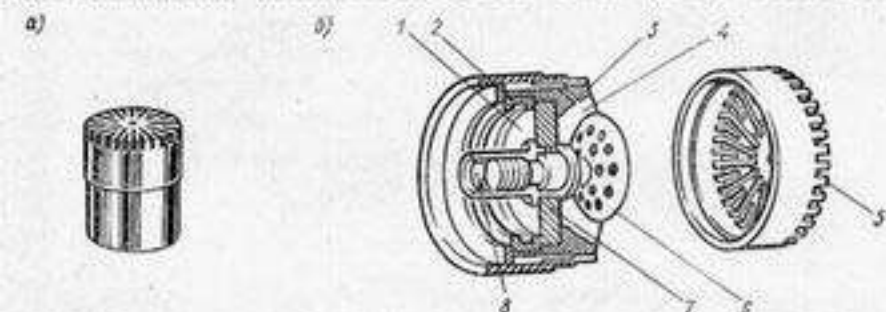


Рис. 1.4. Внешний вид (а) и конструкция (б) конденсаторного микрофона. 1 — пружина; 2 — капилляр для выравнивания статического давления; 3 — регулятор капилляра; 4 — мембрана; 5 — защитная сетка; 6 — задний перфорированный электрод; 7 — изолятор; 8 — выходной контакт.

конденсаторными микрофонами), электретные микрофоны и микрофоны пьезоэлектрического типа.

Конструкция типового конденсаторного микрофона показана на рис. 1.4. Она состоит из тонкой никелевой мембраны, размещенной перед электродом и образующей конденсатор, емкость которого изменяется под действием звукового давления. Электрод перфорируется для исключения влияния воздушного слоя. Предусмотрены элементы, выравнивающие статическое давление, и меры по снижению температурной зависимости.

Обычно изготавливают конденсаторные микрофоны с капсулами различных размеров — диаметрами от 23,77 мм (1 дюйм) до 3,175 мм (1/8 дюйма). Микрофоны с большими диаметрами обладают высокой чувствительностью, но ограниченным диапазоном частот, тогда как с малым диаметром позволяют работать до частот выше 100 кГц. Чувствительность конденсаторных микрофонов составляет порядка 4—50 мВ/Па.

В СССР выпускают конденсаторные микрофоны М-101 и М-201 (диаметрами 23,77 и 13,2 мм); частотные характеристики их чувствительностей приведены на рис. 1.5.

При измерениях конденсаторными микрофонами на частотах выше 3—5 кГц необходимо учитывать направленность микрофона (из-за дифракционных эффектов), присущую не только микрофонам больших размеров, но и малых, как это можно видеть на рис. 1.6.

К недостаткам конденсаторных микрофонов следует отнести их заметную зависимость от температуры, давления, необходимость использования дополнительного источника постоянного напряжения. В комплект микрофонов обычно включаются дополнительные ветрозащитные, противодождевые сетки и экраны, а также различные диффузоры, повышающие ненаправленность микрофона. При измерениях в малых объемах, трубах (в том числе, в ухе, форсунках, небольших воздушных каналах) применяют акустические зонды — гибкие трубки, один конец кото-

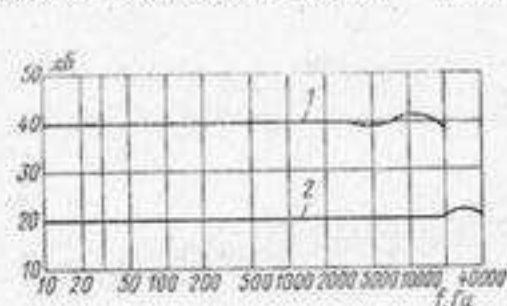


Рис. 1.5. Частотные характеристики чувствительности микрофонов М-101 (кривая 1) и М-201 (кривая 2).

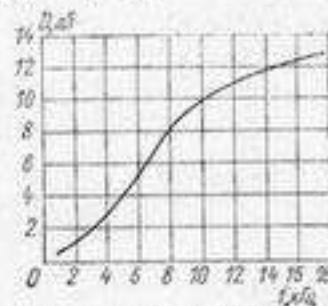


Рис. 1.6. Дифракционные поправки для микрофона М-101 при нормальном падении звуковой волны.

рых надевается на чувствительный элемент микрофона, а другой помещается в точку, где проводится измерение.

Измерительные микрофоны должны отвечать ряду требований, регламентированных ГОСТ 13761—73 «Микрофоны измерительные конденсаторные. Общие технические требования».

Перспективным является применение разновидности конденсаторных микрофонов — электретных микрофонов. Тонкая фторопластовая пленка, подвергнутая поляризации при определенных условиях, сохраняет электрический заряд и напряженность электрического поля подобно тому, как в постоянном магните сохраняется напряженность магнитного поля. В простейшей конструкции электретного микрофона тонкая поляризованная пленка наносится на металлическую диафрагму конденсаторного микрофона и заменяет дополнительный источник постоянного напряжения, что создает заметные удобства, особенно при измерениях в полевых условиях.

### 1.2.3. Измерительные излучатели и приемники в жидкостях

В жидкостях в качестве измерительных излучателей и приемников используются преимущественно электроакустические преобразователи пьезоэлектрического типа — сферические, цилиндрические и дисковые.

На низких частотах используются иногда электродинамические преобразователи, а в качестве источников шумов случайного характера — механические ударные устройства.

Рассмотрим более подробно частотные характеристики чувствительности сферических и цилиндрических пьезопреобразователей, выполненных в виде тонких пьезоэлектрических оболочек.

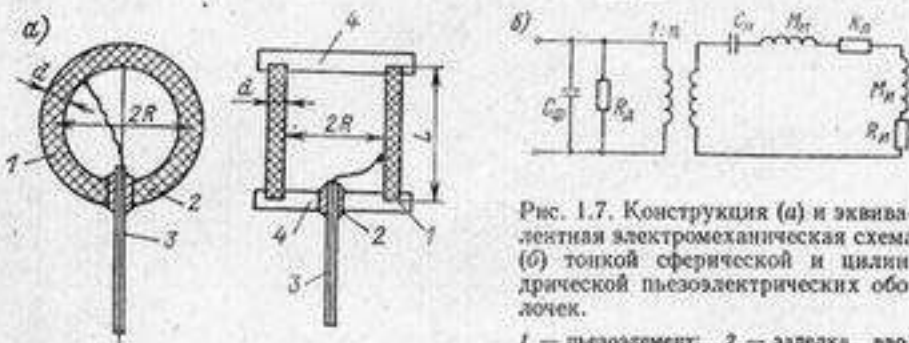


Рис. 1.7. Конструкция (а) и эквивалентная электромеханическая схема (б) тонкой сферической и цилиндрической пьезоэлектрических оболочек.

1 — пьезоэлемент; 2 — заделка ввода; 3 — кабель; 4 — торцевая заглушка.  
 $R_{изл}$ ,  $R_{эл}$ ,  $R_{м}$  — сопротивления излучения, электрических, механических потерь соответственно.

с радиальной поляризацией. Эквивалентная электромеханическая схема тонкой сферической или цилиндрической пьезоэлектрической оболочки представлена на рис. 1.7.

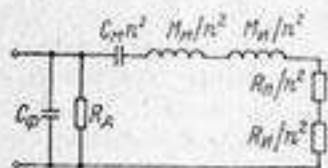


Рис. 1.8. Эквивалентная электрическая схема для рис. 1.7.

Элементы схемы могут быть определены через размеры и форму преобразователя, упругие и электрические постоянные его материала, а также среды, в которой он действует. Соответствующие формулы для сферы и цилиндра приведены в табл. 1.1.

Преобразуем эквивалентную электромеханическую схему, приведенную на рис. 1.7, в эквивалентную электрическую схему (рис. 1.8).

При возбуждении электрическим напряжением по элементам схемы протекает ток  $i$ , разветвляющийся на две ветви: ветвь, содержащая  $R_{эл}$ , обуславливает создание акустического поля в среде. Примем следующие обозначения:

$$\eta = \frac{R_{изл}}{R_{эл} + R_{изл}}; \quad \frac{R_{эл} + R_{изл}}{n^2} = \frac{R_{изл}}{n^2 \eta}, \quad (1.1)$$

где  $n$  — коэффициент электромеханической трансформации, характеризующий пьезоэлектрические, упругие свойства и форму преобразователя. Последовательное соединение  $C_{м}$ ,  $M_{м}$  и  $M_{изл}$  при гармонических колебаниях представим в виде

$$X_1 = \frac{\omega M_{м}}{n^2} + \frac{\omega M_{изл}}{n^2} - \frac{1}{\omega C_{м} n^2}. \quad (1.2)$$

Наименование элемента	Формула для сферической оболочки	Формула для цилиндрической оболочки
Емкость между обкладками преобразователя $C_{\phi}$	$\frac{4\pi R \epsilon_{33}^E (1 - k_p^2)}{d}$	$\frac{2\pi R L \epsilon_{33}^E (1 - k_p^2)}{d}$
Инерционный элемент (масса) $M_{изл}$	$4\pi R^2 d \rho_{изл}$	$2\pi R L d \rho_{изл}$
Механическая упругость $C_{м}$	$\frac{S_c^E}{4\pi d}$	$\frac{R S_c^E}{2\pi L d}$
Активная составляющая сопротивления излучения $R_{изл}$	$\rho c 4\pi R^2 \frac{k^2 R^2}{1 + k^2 R^2}$	$\frac{2\pi R L \rho c [J_1(kR) N_0(kR) - J_0(kR) N_1(kR)]}{J_1^2(kR) + N_1^2(kR)}$
Реактивная составляющая сопротивления излучения $M_{изл}$	$\rho c 4\pi R^2 \frac{kR}{\omega (1 + k^2 R^2)}$	$\frac{2\pi R L \rho c}{\omega} \times \left[ \frac{J_0(kR) N_0(kR) - J_1(kR) N_1(kR)}{J_1^2(kR) + N_1^2(kR)} \right]$
Коэффициент электромеханического преобразования $n$	$4\pi d_{31} R_j S_c^E$	$2\pi L d_{31} S_c^E$
Коэффициент концентрации $K$	1	$\frac{2L^2 \rho c k}{J_1^2(kR) + N_1^2(kR)}$

$R$ ,  $d$  — средний радиус и толщина стенок пьезоэлектрической оболочки;  $k_p$ ,  $S_c^E$ ,  $d_{31}$  — коэффициент электромеханической связи, упругая податливость и пьезоэлектрический модуль пьезоматериала при радиальных колебаниях оболочки;  $L$  — длина цилиндра;  $\rho$ ,  $c$ ,  $k$  — плотность, скорость звука и волновое число в среде, в которой колеблется оболочка;  $\omega$  — угловая частота;  $J_0(kR)$ ,  $J_1(kR)$ ,  $N_0(kR)$ ,  $N_1(kR)$  — функции Бесселя и Неймана соответствующих порядков;  $\epsilon_{33}^E$  — диэлектрическая проницаемость при постоянном упругом напряжении.

Электрическая мощность  $P$ , затрачиваемая на создание акустического поля, равна

$$P = i_2^2 \frac{R_{изл}}{n^2}. \quad (1.3)$$

Ток  $i_2$  выразим через полный ток  $i_0$  и сопротивления элементов схемы

$$i_2 = \frac{i_0 R_{эл}}{\left( R_{эл} + \frac{R_{изл}}{n^2 \eta} - \omega C_{\phi} X_1 R_{эл} \right) + i \left( \frac{R_{эл} R_{изл}}{n^2 \eta} \omega C_{\phi} + X_1 \right)}$$

Переходя к модулю, получим

$$|i_2| = \frac{i_0 R_{12}}{\left[ \left( R_{12} + \frac{R_{11}}{n^2 \eta} - \omega C_{\phi} X_1 R_{12} \right)^2 + \left( \frac{R_{11} R_{12}}{n^2 \eta} \omega C_{\phi} + X_1 \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (1.4)$$

Подставляем его в формулу (1.3)

$$P = \frac{R_{12} i_0^2 R_{12}^2}{n^2 \left[ \left( R_{12} + \frac{R_{11}}{n^2 \eta} - \omega C_{\phi} R_{12} X_1 \right)^2 + \left( \frac{R_{11} R_{12}}{n^2 \eta} \omega C_{\phi} + X_1 \right)^2 \right]}$$

Обозначим  $R_{11}/n^2 = R_{11,2}$  и перенесем  $R_{12}$  в знаменатель, тогда

$$P = \frac{R_{11,2} i_0^2}{\left[ \left( 1 + \frac{R_{11,2}}{\eta R_{12}} - \omega C_{\phi} X_1 \right)^2 + \left( \frac{R_{11,2}}{\eta} \omega C_{\phi} + \frac{X_1}{R_{12}} \right)^2 \right]} \quad (1.5)$$

Создаваемая в среде мощность оценивается выражением

$$P = \frac{\rho^2 4\pi r^2}{\rho c K} \quad (1.6)$$

где  $\rho$  — звуковое давление на расстоянии  $r$  от источника;  $\rho$ ,  $c$  — плотность и скорость звука в среде;  $K$  — коэффициент концентрации преобразователя (см. 2.4.1).

Решаем (1.5) и (1.6) относительно значения  $\rho/i_0$ , которое является чувствительностью преобразователя в режиме излучения  $S$ :

$$\frac{\rho}{i_0} = S = \left\{ \frac{\rho c K R_{11,2}}{4\pi r^2 \left[ \left( 1 + \frac{R_{11,2}}{\eta R_{12}} - \omega C_{\phi} X_1 \right)^2 + \left( \frac{R_{11,2}}{\eta} \omega C_{\phi} + \frac{X_1}{R_{12}} \right)^2 \right]} \right\}^{1/2} \quad (1.7)$$

Таким образом, мы можем определить чувствительность преобразователя в режиме излучения, если известны данные по сопротивлению излучения преобразователя, характеристики материала преобразователя и величина механических и электрических потерь.

В силу принципа взаимности, справедливого для обратимых пьезоэлектрических преобразователей, величина  $S$  связана с чувствительностью этого же преобразователя в режиме приема  $M$  через параметр (коэффициент) взаимности  $H$ :  $S = M/H$ .

Для сферической волны этот параметр равен

$$H = \frac{4\pi r}{\rho \omega} \quad (1.8)$$

где  $r$  — расстояние от излучателя до места приема.

Заметим, что для цилиндрического преобразователя этот параметр будет справедлив на расстояниях  $r$  от излучателя, отвечающих неравенству

$$r > \frac{2L^2}{\lambda}$$

Более подробно о соотношениях взаимности сказано в 3.2.1. Определим чувствительность в режиме приема из (1.7) и (1.8):

$$M = SH = \left\{ \frac{4\pi c K R_{11,2}}{\rho \omega^4 C_{\phi}^2 \left[ \left( \frac{1}{\omega C_{\phi}} \left( 1 + \frac{R_{11,2}}{R_{12} \eta} \right) - X_1 \right)^2 + \left( \frac{R_{11,2}}{\eta} \left( 1 + \frac{X_1 \eta}{R_{12} R_{11,2} \omega C_{\phi}} \right) \right)^2 \right]} \right\}^{1/2} \quad (1.9)$$

Сопротивление  $R_{12}$  характеризует диэлектрические потери в материале преобразователя, активные потери в соединительном кабеле и сопротивление электрических цепей, к которым присоединен преобразователь. Обычно (в режиме приема)  $R_{12}$  имеет значение порядка единиц мегаом; электрическое эквивалентное сопротивление излучения  $R_{11,2}$  — порядка десятков—сотен ом.

Поэтому в подавляющем большинстве справедливы соотношения

$$\frac{R_{11,2}}{\eta R_{12}} \ll 1; \quad \frac{X_1 \eta}{R_{12} R_{11,2} \omega C_{\phi}} \ll 1$$

На самых низких частотах последняя величина может быть близка к единице, но она будет значительно меньше  $X_1$ , которая при этом превалирует над остальными слагаемыми выражения в фигурных скобках формулы (1.7).

Выражение (1.7) на этой основе можно с сохранением хорошей точности представить в виде

$$M = \left\{ \frac{4\pi c K R_{11,2}}{\rho \omega^4 C_{\phi}^2 \left[ \left( \frac{1}{\omega C_{\phi}} - X_1 \right)^2 + \left( \frac{R_{11,2}}{\eta} \right)^2 \right]} \right\}^{1/2} \quad (1.10)$$

Заменяя  $X_1$  его значением  $X_1 = \omega M_{11} (1 + M_{11}/M_{12})/n^2 - 1/\omega C_{11} n^2$ , получим для первого выражения в круглых скобках в знаменателе

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega C_{\phi}} - \frac{\omega M_{11}}{n^2} \left( 1 + \frac{M_{11}}{M_{12}} \right) + \frac{1}{\omega C_{11} n^2} = \\ = \frac{1}{\omega C_{11} n^2 (1 - k_p^2)} - \frac{\omega M_{11}}{n^2} \left( 1 + \frac{M_{11}}{M_{12}} \right), \end{aligned}$$

где  $k_p$  — коэффициент электромеханической связи при радиальных колебаниях.

Тогда

$$M = \left\{ \frac{4\pi cKR_{\text{в.з}} a^4}{4\omega^2 C_{\Phi}^2 \left[ \frac{1}{\omega C_M (1 - k^2)} - \omega M_M \left( 1 + \frac{M_M}{M_M} \right) \right]^2 + \left( \frac{R_{\text{в.з}}}{\eta} \right)^2} \right\}^{1/2}. \quad (1.11)$$

В некоторых редких случаях, например при присоединении пьезоэлектрического приемника к входу транзисторного каскада, обладающего малым входным сопротивлением, следует делать расчет по полной формуле (1.7), в большинстве случаев — по формуле (1.10).

Формула (1.11) в общем виде свидетельствует о том, что чувствительность пьезоэлектрических приемников зависит от характера среды, в которой происходит прием ( $\rho$  и  $c$ ), электрических свойств преобразователя ( $C_{\Phi}$ ,  $k_p$ ,  $n$ ), упругих его свойств ( $C_M$ ,  $n$ ,  $L_p$ ), его формы и размеров ( $K$ ,  $M_M$ ,  $R_{\text{в.з}}$ ,  $C_M$ ,  $M_M$ ), материала преобразователя ( $\eta$ ,  $\rho_k$ ,  $M_M$ ) и частоты принимаемых колебаний  $\omega$ .

Заметим, что формулы (1.7) и (1.11) справедливы как для сферической, так и для цилиндрической пьезоэлектрических оболочек (при нулевой моде колебаний).

Получим формулу чувствительности для тонкостенной пульсирующей сферической оболочки, используя приведенные в табл. 1 значения упругих и электрических элементов

$$M = \frac{Rd_{31}}{(1 + k^2 R^2)^{1/2} \epsilon_{33}^T \left\{ \left[ 1 - \rho_k c^2 S_c k^2 R^2 (1 - k_p^2) \left( 1 + \frac{R\rho}{d\rho_k (1 + k^2 R^2)} \right) \right]^2 + \left[ \frac{R\rho c^2 k^2 R^3 S_c (1 - k_p^2)}{d\eta (1 + k^2 R^2)} \right]^2 \right\}^{1/2}}. \quad (1.12)$$

Оценим пределы значений  $kR$  в которых представляет интерес определение чувствительности измерительного приемника. Частотную характеристику можно условно подразделить на четыре участка. На самых низких частотах ( $kR \ll 1$ ) чувствительность постоянна и равна  $M_0 = Rd_{31}/\epsilon_{33}^T$ . По мере увеличения частоты начинает сказываться эффект дифракции, чувствительность снижается — «работает» член  $1/(1 + k^2 R^2)^{1/2}$ , называемый коэффициентом дифракции. При приближении к частоте резонанса чувствительность начинает возрастать, а после максимума наблюдается резкий спад чувствительности. Поэтому приемники описываемого типа не эффективны на частотах выше резонансной.

На практике наиболее широко используется первый участок (примерно до  $kR = 0,5$ ), где чувствительность не зависит от частоты. Для пьезоэлектрических сфер диаметром 50 мм это соответствует частоте около 5 кГц. При соответствующем выборе параметров преобразователя участок постоянной чувствительности может быть расширен.

Представляет интерес определить оптимальные параметры преобразователя, обеспечивающие наибольшую полосу частот (или значений  $kR$ ), при которой чувствительность сохраняется постоянной в пределах допустимого отклонения.

Для выполнения машинного анализа нормируем формулу (1.12) по отношению к чувствительности при  $kR = 0$ :

$$\frac{M}{M_0} = \frac{1}{(1 + x^2)^{1/2} \left\{ \left[ 1 - bx^2 \left( 1 + \frac{c_1}{1 + x^2} \right) \right]^2 + \left[ \frac{c_1 bx^2}{(1 + x^2) \eta} \right]^2 \right\}^{1/2}}, \quad (1.13)$$

где  $M/M_0 = (d_{31}R)/\epsilon_{33}^T$ ;  $x = kR$ ;  $b = \rho_k c^2 S_c (1 - k_p^2)$ ;  $c_1 = (R\rho/d\rho_k)$ .

В диапазонах  $x$ ,  $b$ ,  $c_1$  и  $\eta$ , выбранных исходя из реально достижимых значений этих величин, расчет на ЭВМ дает следующие оптимальные параметры:

$$b_{\text{опт}} = 0,17; \quad c_{1\text{опт}} = 1,1; \quad \eta_{\text{опт}} = 0,7.$$

Величина чувствительности при оптимальных значениях  $b_{\text{опт}}$ ,  $c_{1\text{опт}}$  и  $\eta_{\text{опт}}$  остается неизменной в пределах  $\pm 0,05$  при изменении  $kR$  от 0 до 2,1. К этим величинам следует стремиться, выбирая материал и размеры оболочки.

Выбор материала пьезокерамики позволяет изменять параметры  $b$  и  $\eta$ , зависящие от плотности, пьезоэлектрических и упругих характеристик пьезокерамики (рис. 1.9, а, б). Практически наиболее легко управляемым является параметр  $c_1$ , который можно варьировать, изменяя диаметр и толщину стенок (рис. 1.9, в).

Найдем чувствительность пьезокерамической пульсирующей цилиндрической оболочки, торцы которой защищены от воздействия звука со средним радиусом  $R$ , толщиной стенок  $d$  и длиной образующей  $L$ .

Выполняя подстановки, аналогичные сделанным ранее, получим приведенную чувствительность цилиндра в режиме приема

$$\frac{M}{M_0} = \frac{2}{\pi x [J_1^2(x) + N_1^2(x)]^{1/2} \times \left\{ \left[ 1 - bx^2 \left[ 1 + \frac{c_1 [J_0(x) J_1(x) + N_0(x) N_1(x)]}{x [J_1^2(x) + N_1^2(x)]} \right]^2 + \frac{bc_1 x [J_1(x) N_0(x) + J_0(x) N_1(x)]}{\eta [J_1^2(x) + N_1^2(x)]} \right\}^{1/2}}, \quad (1.14)$$

где  $M_0 = (Rd_{31})/\epsilon_{33}^T$ ;  $x = kR$ ;  $b = \rho_k c^2 S_c (1 - k_p^2)$ ;  $c_1 = R\rho/d\rho_k$ ;  $J_0(x)$ ,  $J_1(x)$  функции Бесселя и Неймана соответствующих порядков. Длина пьезоцилиндра не входит в формулу для расчета чувствительности. Это объясняется тем, что увеличение его направления и сопротивления излучения по мере увеличения длины компенсируется повышением емкости.

Сопоставляя ход частотной зависимости сферической и цилиндрической оболочек с равными толщинами, диаметром и материалом (рис. 1.10), можно заметить, что в области низких частот он определяется величинами коэффициентов дифракции сферы и цилиндра, причем дифракционный спад у цилиндра с частотой происходит более медленно, что обеспечивает ему некоторые преимущества по широкополосности. При выводе формул использо-

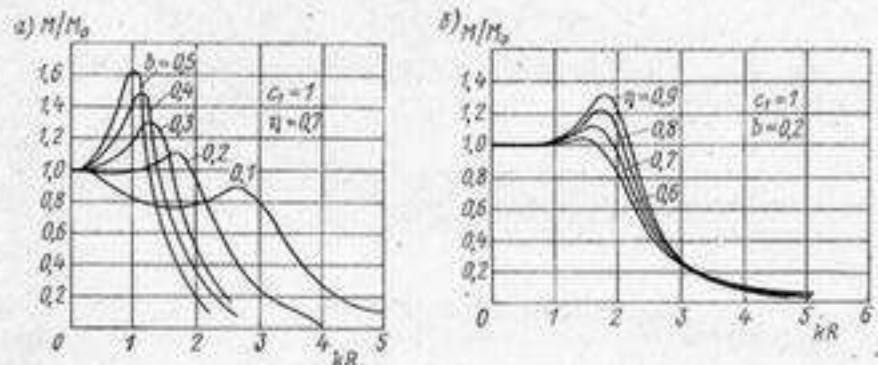
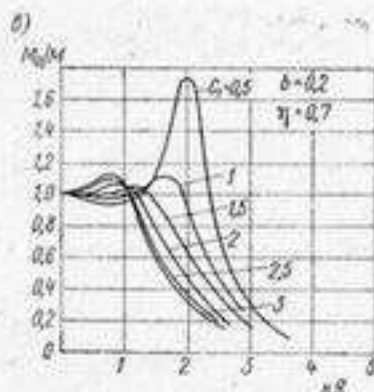


Рис. 1.9. Изменение частотной характеристики чувствительности пьезоэлектрической сферической оболочки в зависимости от параметров  $b$  (а),  $c_1$  (б) и  $\eta$  (б).



вались приближенные выражения для емкостей сферы и цилиндра, не учитывалось влияние отверстия для заделки кабеля, значение  $R_n$  принималось не зависящим от частоты. Эти приближения, однако, не должны заметно повлиять на получаемые результаты, что подтверждается сравнением расчетных и экспериментальных данных. Кроме того, более точный расчет нецелесообразен, так как упругие и пьезоэлектрические постоянные пьезокерамики изменяются от партии к партии в заметных пределах.

В некоторых случаях один и тот же приемник звукового давления используется в газах и жидкостях. При оценке его чувствительности в той и другой среде главным образом следует учитывать поправку на дифракцию, которая определяется соотношениями между размерами приемника и длиной волны звука. При

$kR \ll 1$  чувствительность практически остается неизменной; при  $kR \gg 0,5$  наблюдается заметное влияние дифракции, более сильное при нахождении преобразователя в газах.

Оценим влияние элементов сферы на значение резонансной частоты, соответствующей равенству нулю выражения для  $X_1$  в формуле (1.2):

$$\omega_0 = \frac{1}{\left[ C_M M_M \left( 1 + \frac{M_M}{M_M} \right) \right]^{1/2}} = \frac{1}{\left[ R^2 \rho_n S c \left[ 1 + \frac{\rho R c^2}{\rho_k d (c_k^2 + c^2)} \right] \right]^{1/2}} \quad (1.15)$$

На значения резонансной частоты влияют не только элементы сферы, но и характер среды, в которой она колеблется.

Влияние реактивной части сопротивления излучения сферы на практике в ряде случаев должно учитываться. Например, нельзя резонансную систему, предназначенную для работы в жидкости, настраивать на резонансную частоту, когда она находится в воздухе (хотя это удобнее по технологическим соображениям), так как после ее помещения в жидкость требуется дополнительная подстройка. Сказанное в равной степени относится к приему и излучению.

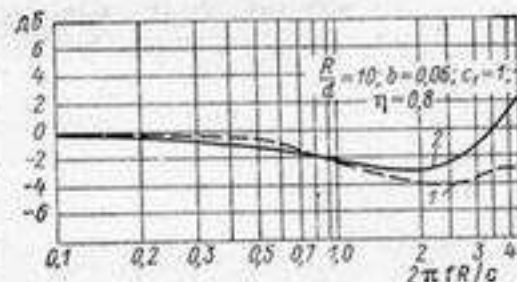


Рис. 1.10. Ход частотных характеристик чувствительности сферических (1) и цилиндрических (2) оболочек из одного пьезоматериала при равных диаметрах и толщинах стенок.

#### 1.2.4. Эквивалентные шумы пьезоприемников

Одним из важнейших параметров, характеризующих любую усилительную систему, является величина шумов на входе. Представляет интерес оценка шумов (имеются в виду не акустические шумы, а тепловые колебания молекул, приводящие к появлению на входе усилителей соответствующих электрических сигналов, называемых в электронике шумами) усилительных устройств, к входу которых присоединены пьезопреобразователи.

Оценим величину шумов теплового характера для сферического приемника. Шумовое напряжение определит пороговое давление, которое еще может воспринимать приемник, если предположить, что он находится в условиях, когда ультразвуковые и звуковые шумы внешнего происхождения отсутствуют (например, приемник размещен в звукозаглушенной камере).

Шумовое напряжение  $U_{ш}$ , В, на входе усилительного устройства определяется при нормальных условиях по формуле

$$U_{ш} = 125 \cdot 10^{-12} (R_a \Delta f)^{1/2}, \quad (1.16)$$

где  $\Delta f$  — ширина полосы пропускания устройства;  $R_a$  — активная часть входного сопротивления устройства.

В области частот ниже резонанса эквивалентная электрическая схема пьезокерамической сферической оболочки имеет вид, показанный на рис. 1.11, где использованы те же обозначения, что и ранее. Активная часть входного сопротивления

$$R_a \approx \frac{1 + R_d R_{м.э} (\omega C_{м.э})^2}{\omega^2 R_d (C_\phi + C_{м.э})^2}. \quad (1.17)$$

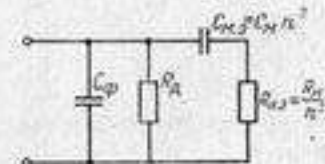


Рис. 1.11. Эквивалентная электрическая схема пьезокерамической оболочки в области частот ниже резонанса.

При оценке шумов, принимаемых в широком диапазоне частот, необходимо брать интеграл от выражения (1.17) в пределах ширины полосы пропускания. Так как реальный прием осуществляется в достаточно узкой полосе частот, то в пределах полосы пропускания значение можно усреднить, отнеся его к среднему значению частоты  $f_{ср}$ . Тогда

$$U_{ш} = 125 \cdot 10^{-12} (R_{a, ср} \Delta f)^{1/2} = \frac{125 \cdot 10^{-12} \{ [1 + R_d R_{м.э} (\omega C_{м.э})^2] \Delta f \}^{1/2}}{[R_d \omega^2 (C_\phi + C_{м.э})^2]^{1/2}}. \quad (1.18)$$

Давление  $p_{ш.э}$ , эквивалентное указанным шумам, равно (при  $kR \ll 1$ )

$$p_{ш.э} = \frac{125 \cdot 10^{-12} \{ [1 + R_d R_{м.э} (\omega C_{м.э})^2] \Delta f \}^{1/2} (1 + k^2 R^2)^{1/2} e_{33}^T}{R d_{31} [R_d \omega^2 (C_\phi + C_{м.э})^2]^{1/2}}.$$

Величина  $R_d R_{м.э} (\omega C_{м.э})^2 \ll 1$ , поэтому

$$p_{ш.э} \approx \frac{125 \cdot 10^{-12} e_{33}^T [\Delta f (1 + k^2 R^2)]^{1/2}}{R d_{31} [R_d \omega^2 (C_\phi + C_{м.э})^2]^{1/2}}. \quad (1.19)$$

При значениях  $k_p \leq 0,3$  величина  $C_\phi \gg C_{м.э}$  и формула (1.19) принимает вид

$$p_{ш.э} \approx \frac{125 \cdot 10^{-12} (1 + k^2 R^2)^{1/2} d}{8\pi^2 R^2 d_{31} (R_d / c_p)^{1/2}} \left( \frac{\Delta f}{f_{ср}} \right)^{1/2}. \quad (1.20)$$

Например, эквивалентное давление шумов при приеме в воде в 1/3-октавной полосе ( $\Delta f / f_{ср} = 0,23$ ) на частоте  $f_{ср} = 10^3$  Гц ( $k = 4$ ) сферой из пьезокерамики ЦТС-19 радиусом  $R = 2 \cdot 10^{-2}$  м

и толщиной стенок  $d = 2 \cdot 10^{-3}$  м при сопротивлении  $R_d = 10^5$  Ом

$$p_{ш.э} = \frac{125 \cdot 10^{-12} [1 + 4^2 (2 \cdot 10^{-2})^2]^{1/2} 2 \cdot 10^{-2} (0,23)^{1/2}}{8\pi^2 (2 \cdot 10^{-2})^3 157 \cdot 10^{-12} (10^5 \cdot 10^9)^{1/2}} \approx 5 \cdot 10^{-5} \text{ Па}.$$

Пороговое значение шумов пьезокерамической сферы таким образом равно примерно 8 дБ относительно  $2 \cdot 10^{-5}$  Па. Практически такой приемник может принимать сигналы, уровни которых составляют не менее 18 дБ.

Аналогичные формулы для эквивалентного шумового давления могут быть получены для приемников других типов.

### 1.2.5. Дисковые и пластинчатые измерительные преобразователи

На высоких (ультразвуковых) частотах в качестве измерительных преобразователей используются преимущественно диски и пластины из кварца или пьезокерамики, причем излучение и прием

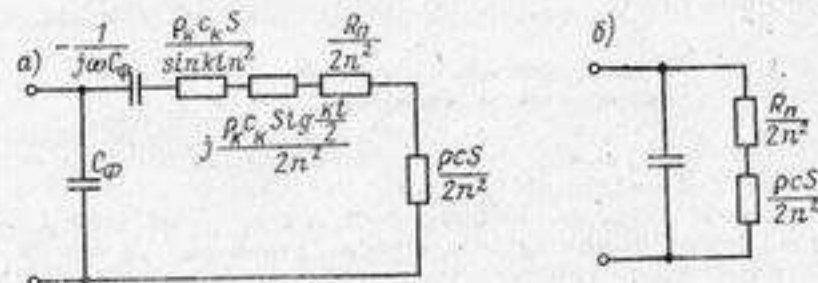


Рис. 1.12. Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрической пластины, возбуждаемой электрическим полем, совпадающим с направлением колебаний (а) и вблизи частоты механического резонанса (б).

производятся в районе частот механического или электрического резонанса, соответствующего толщине пластины.

Эквивалентная схема колеблющейся пьезоэлектрической пластины, возбуждаемой электрическим полем, совпадающим с направлением колебаний, приведена на рис. 1.12, а. На рис. 1.12, б показана эквивалентная электрическая схема для частот вблизи частоты механического резонанса.

Прием и излучение пластины с размерами больше длины волны является направленным, причем коэффициент концентрации  $K = 2\pi S_n / \lambda^2$ .

Производя выкладки, аналогичные приведенным ранее, для чувствительности в режиме излучения  $S$  при возбуждении пла-

стины толщиной  $l$  на частоте механического резонанса ( $\lambda = 2l$ ), получаем

$$S = \frac{p}{i_0} = \frac{d_{33} \sqrt{1 + \left( \frac{\pi}{2} \frac{\rho c}{\rho_k c_k} \frac{1 - k_{33}^2}{k_{33}^2} \right)^2}}{2\omega^2 \rho c^2 S_{33}^E l}, \quad (1.21)$$

где  $\rho_k$ ,  $c_k$  — плотность и скорость звука в пьезоэлектрике;  $k_{33}$  — коэффициент электромеханической связи для толщинных колебаний пластины.

Чувствительность в режиме приема, а также на частоте механического резонанса, равна

$$M = \frac{2\pi d_{33} \sqrt{1 + \left( \frac{\pi}{2} \frac{\rho c}{\rho_k c_k} \frac{1 - k_{33}^2}{k_{33}^2} \right)^2}}{\omega^2 \rho c^2 S_{33}^E l}. \quad (1.22)$$

Формулы (1.21) и (1.22) не учитывают электрических и механических потерь, поэтому они дают большую погрешность, чем полученные ранее.

### 1.2.6. Параметрические излучатели и приемники ультразвуковых колебаний

За последние годы много внимания уделяется созданию остро-направленных излучателей, основанных на использовании нелинейных свойств среды. Главным достоинством излучателей этого рода является возможность получения узкой практически одно-дипольной характеристики направленности с неизменными параметрами в широкой полосе частот при небольших габаритах излучателей (в традиционных антеннах направленность существенно изменяется с частотой, что усложняет проведение измерений). Создаваемое этими излучателями давление ультразвука невелико (на два-три порядка меньше давления от обычных преобразователей), но оказывается достаточным для измерительных целей.

В. И. Тимошенко, М. С. Рыбачек, В. А. Воронин и др. разработали комплекс измерительных параметрических излучателей и приемников звука в широком диапазоне частот.

Рассмотрим вкратце принцип работы параметрического излучателя в воде (рис. 1.13). Излучающая антенна представляет собой высокочастотный преобразователь — излучатель накачки, который возбуждается с частотами  $f_1$  и  $f_2$  (в пределах рабочих частот излучателя). На участке в зоне формирования характеристики направленности («прожекторной» зоне и начальной части сформировавшегося поля), называемой зоной взаимодействия, в результате нелинейных колебаний среды образуется вторичное из-

лучение с комбинационными суммарными и разностными частотами. Волны исходных и суммарных частот быстро затухают при распространении (их поглощение может быть усилено акустическими фильтрами), тогда как разностная частота (рабочая частота преобразователя) распространяется на большие расстояния, причем ее характеристика направленности близка к произведениям характеристик направленности излучателя на частотах возбуждения.

Хотя использование нелинейных эффектов более эффективно при значительных мощностях ультразвука, оптимальное воз-

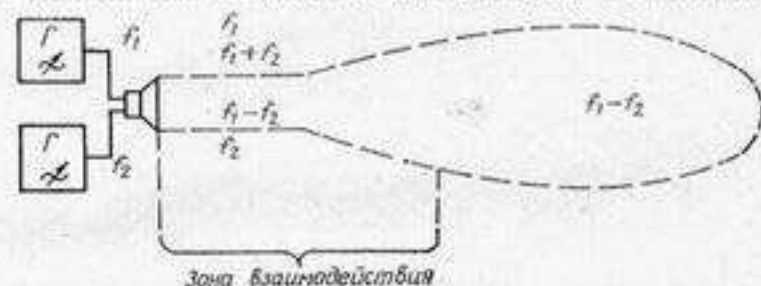


Рис. 1.13. Функциональная схема параметрического излучателя звука.

буждение параметрических преобразователей определяется приемлемыми значениями напряжений на пьезоэлементе (в пределах 50—300 В). Дальнейшее увеличение мощности возбуждения приводит к увеличению высокочастотных гармонических составляющих и не улучшает заметно работу излучателя.

Достоинствами параметрических излучателей с позиции количественных измерений являются следующие:

- повышение направленности существенно снижает влияние помех;
- отсутствие боковых лепестков уменьшает воздействие на эксперименты деталей креплений, отражающих элементов помещения;
- независимость характеристик направленности от частоты позволяет автоматизировать измерения;
- малые поперечные размеры и масса излучателей, в качестве которых могут быть использованы описанные ранее дисковые преобразователи.

Заметим, что описанные параметрические излучатели звука не являются обратимыми, т. е. не могут использоваться для приема колебаний, а это можно считать их недостатком.

Параметрические приемники звука основаны на другом нелинейном эффекте — изменении фазы (т. е. изменении скорости распространения) высокочастотной звуковой волны при прохождении через зону, озвучиваемую измеряемым сигналом. При этом антенной служит объем среды, расположенной между излучателем

и приемником, т. е. антенна является «бестелесной», что позволяет избежать влияния корпуса и элементов крепления на измеряемое звуковое поле.

Сущность метода параметрического приема поясняется рис. 1.14. При воздействии колебаний низкой частоты  $f$  на пучок высокочастотных колебаний с частотой  $f_0$  вследствие нелинейного упругого взаимодействия в среде происходит изменение параметров высокочастотного сигнала, выражающееся в изменении его фазы, которое оказывается пропорциональным амплитуде давления сигнала более низкой (ультразвуковой и звуковой) частоты.

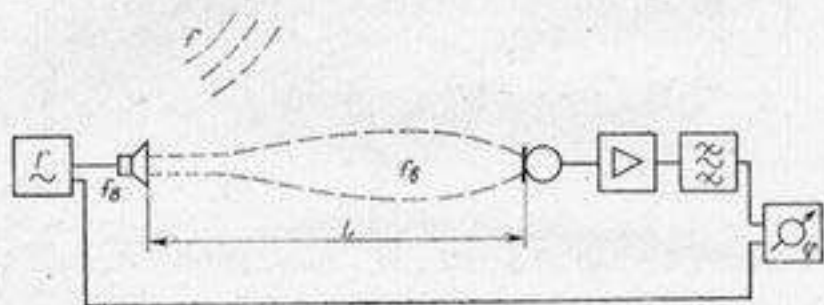


Рис. 1.14. Функциональная схема параметрического приемника звука.

Характеристика направленности параметрического приемника зависит от частоты высокочастотных колебаний (частоты накачки), длины базы антенны  $L$  и не зависит от размеров (и характеристики направленности) высокочастотных преобразователей. Характеристика подчиняется известному закону  $\sin x/x$ , где  $x = \varphi(f, L)$ .

Одна из особенностей этого типа приема — практическое отсутствие лепестков направленности с тыльной стороны, что объясняется чрезвычайно слабым нелинейным взаимодействием при встречных пучках.

Хотя максимум направленности проявляется, когда направления измеряемых колебаний и высокочастотных колебаний совпадают, целесообразно, используя достаточно пологий максимум, работать при небольших углах между этими направлениями, чтобы избежать влияния корпуса излучателя на распространение измеряемых ультразвуковых колебаний.

Описываемый приемник звука после его градуировки может быть использован для определения параметров излучателей звука и характеристик ультразвуковых полей, а также градуировки приемников звука методом сравнения. К недостаткам этого метода следует отнести заметную зависимость показаний приемника от характеристик среды. Температурные и другие неоднородности среды могут вызывать тем более заметные изменения чувствительности, чем значительнее используемая длина базы между излучателем и приемником. Для учета указанного

обстоятельства при измерениях следует применять дополнительные калибровочные процедуры.

Параметрический приемник может работать, начиная с некоторого порогового давления, определяемого чувствительностью фазоизмерительных схем, характером среды. Это пороговое давление по сравнению с шумовым эквивалентным давлением для ультразвуковых приемников других типов несколько выше, чем у приемников пьезокерамического типа, что при лабораторных измерениях не играет роли.

### § 1.3. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ, ИНТЕНСИВНОСТИ ЗВУКА И ПЛОТНОСТИ ЗВУКОВОЙ ЭНЕРГИИ

#### 1.3.1. Термоэлектрические приемники мощности

Одним из распространенных методов измерения мощности или интенсивности звукового поля является применение термоэлементов. Вследствие потерь звуковой энергии (т. е. перехода ее в тепловую энергию) в каждом элементарном объеме поля температура его немного повышается сравнительно с участками, где звуковое поле отсутствует. Разность температур пропорциональна мощности звуковой волны.

Термоэлементы бывают двух типов: 1) активные (термопары) — спай из различных металлов (например, медь—константан), на выходе которых возникает ЭДС, пропорциональная разности температур двух спаев; 2) пассивные — полупроводниковые сопротивления, величина которых пропорциональна температуре.

Термоэлементы любого типа образуют цепь постоянного тока, что в ряде случаев существенно упрощает аппаратуру, уменьшает воздействие электрических наводок.

Поскольку для измерения звуковой мощности оценивается разность температур в озвученной и неозвученной областях, то удобно использовать мостовые или компенсационные схемы измерения, когда один термоэлемент помещен в озвученное поле, другой — в неозвученное, а их выходы расположены в противоположных плечах моста. Основные недостатки этих методов — малая чувствительность, влияние звуковых течений и нестабильных явлений, также вызываемых звуковым потоком.

Для повышения чувствительности термоприемники покрывают слоем хорошо поглощающего звук материала: минеральной ваты — в воздухе, резины — в воде. Э. П. Добровольская разработала термоэлементы, завулканизированные в листовую тонкую резину,

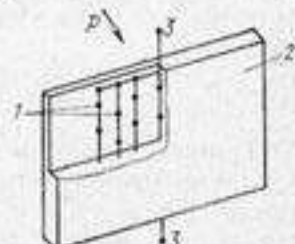


Рис. 1.15. Конструкция термоэлементов, завулканизированных в резиновом листе.  
1 — термоэлементы; 2 — резиновый лист; 3 — выходы батарей термоэлементов.

которая обладает большими потерями и удельным акустическим сопротивлением, близким к воде. Термоэлементы включаются параллельно, а лист размещается нормально распространению звуковой волны. Это позволяет получить удовлетворительную чувствительность и произвести оценку средней мощности по достаточно большой площади (рис. 1.15).

Влияние течений уменьшают, помещая приемники в экран из тонкой звукопрозрачной пленки, препятствующей движению частиц жидкости возле чувствительного элемента.

### 1.3.2. Калориметрические методы измерения мощности

Калориметрические методы оценки мощности заключаются в определении тепла, получаемого средой при облучении ее звуком. Оценка выполняется по величине приращения температуры в известном объеме среды. При этом на пути звукового пучка помещают небольшой объем с поглощающей жидкостью. Средняя мощность звука  $P$  определяется значением тепла  $Q$ , получаемого за время  $\Delta t$  облучения сосуда (если весь звук, попавший в объем, поглотился):

$$P = \frac{Q}{\Delta t}$$

Типовой калориметр представляет собой сосуд с хорошей звуко- и теплоизоляцией стенок и звукопроницаемым окошком, через которое вводится звук. Необходимо, чтобы звук, попавший в калориметр, полностью поглотился в заполняющей его среде. Для этого обычно используют хорошо поглощающие среды, дополнительно внутрь калориметра помещают поглотители, а также рассеивающие элементы, способствующие многократным отражениям (каждое из которых сопровождается поглощением). Внутренние поверхности калориметра должны быть отражающими, чтобы препятствовать утечке тепла во внешнюю среду. Калориметры градуируют путем нагревания рабочей среды электрическим элементом и измерения затрачиваемой на его нагревание мощности электрическим ваттметром с одновременной оценкой прироста тепловой энергии. Такая градуировка позволяет исключить систематическую ошибку, обусловленную потерей тепла калориметром за время  $\Delta t$ .

Температуру внутри калориметра необходимо измерять в нескольких точках, что снизит погрешность из-за неравномерного распределения температуры по объему калориметра.

### 1.3.3. Дилатометрический метод измерения мощности и интенсивности

Прирост тепла под действием звукового поля можно определить по величине теплового расширения жидкости. Приборы, основанные на этом принципе, были разработаны И. Г. Михайловым и

В. А. Шутиловым. Они называются дилатометрами. Скорость подъема жидкости по капилляру при облучении дилатометра звуковыми волнами пропорциональна мощности звуковой волны, вошедшей в сосуд. Конструкция одного из типов дилатометров показана на рис. 1.16. По существу, это разновидность дьюарова сосуда с впаянным в него капилляром. Входное отверстие сосуда закрыто туго натянутой тонкой звукопрозрачной пленкой или полуволновой пластинкой. В сосуд заливается обезгаженное оливковое масло (обладающее повышенной кавитационной прочностью). Под действием звукового поля объем жидкости увеличивается и она поднимается по капилляру, диаметр которого определяет чувствительность прибора. Приборами этого типа можно измерять интенсивность от 0,05 до 30 Вт/см<sup>2</sup>. (Здесь указаны квадратные сантиметры, как это распространено в специальной литературе; для перевода в систему СИ следует умножить на 10<sup>4</sup>).

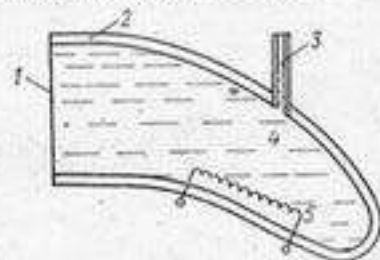


Рис. 1.16. Конструкция дилатометра для оценки акустической мощности в воде.

1 — звукопрозрачная пленка; 2 — дьюаров сосуд; 3 — капилляр; 4 — оливковое масло; 5 — нагревательный элемент.

Прибор градуируют, измеряя потребляемую электрическую мощность при нагреве рабочей жидкости с помощью впаянной внутрь спирали. Строят график зависимости скорости подъема жидкости от мощности, затраченной на нагрев. Этому же значению акустической мощности будет соответствовать измеренная скорость подъема жидкости по капилляру при помещении прибора в звуковое поле. Интенсивность звука равна частному от деления мощности на площадь окна. При этом необходимо учитывать, что часть исходящего от источника звука будет отражаться входным окном прибора, а часть может возвратиться из сосуда в звуковое поле. Окно дилатометра должно быть из достаточно жесткого (чтобы его деформация не вызвала изменения внутреннего объема сосуда), а также малотеплопроводного материала.

Нижняя рабочая частота определяется объемом калориметра, так как при снижении частоты уменьшается коэффициент поглощения, для обеспечения полного поглощения необходимо увеличивать объем поглощающей жидкости.

Верхний предел интенсивностей, измеряемых дилатометром, определяется кавитацией. При появлении кавитационных пузырей внутри прибора объем рабочей жидкости изменяется не по закону теплового расширения. При наличии кавитации во внешней среде показания дилатометра искажаются, поскольку входное окно покрывается снаружи пузырьками газа.

Скорость подъема жидкости в капилляре может быть определена автоматически с помощью емкостных датчиков, устанавлива-

емых на двух уровнях капилляра или контактов, включающих и выключающих секундомер по мере подъема жидкости.

Недостатком приборов этого типа является необходимость при повторных измерениях вынимать прибор из среды и охлаждать. Кроме того, дилатометры, рассчитанные обычно на ультразвуковые частоты, искажают звуковое поле, что следует учитывать при проведении измерений.

### 1.3.4. Определение мощности и интенсивности на основе измерения звукового давления

Интенсивность звука можно определять на основе измеренного звукового давления и известного удельного акустического сопротивления среды. Если приемник звукового давления чувствительностью  $M$  создает напряжение  $U$ , то интенсивность  $I$  определяется выражением

$$I = \frac{U^2}{M^2 \rho c}, \quad (1.23)$$

где  $\rho c$  — удельное акустическое сопротивление среды.

Для определения акустической мощности  $P$  следует взять интеграл по площади  $S$ , через которую проходит звуковая энергия:

$$P = \int_S I dS.$$

Эти выражения справедливы только для поля плоской волны, т. е. на достаточно большом расстоянии от источника звука.

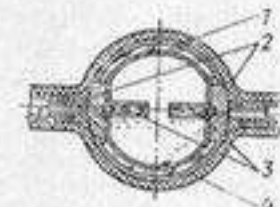


Рис. 1.17. Конструкция приемника акустического ваттметра.

1 — пьезосфера; 2 — гибкие элементы; 3 — биоморфные акселерометры; 4 — резиновая оболочка.

Разработаны приборы, выполняющие автоматическое сканирование приемником заданной площади (порядка  $0,75 \text{ м}^2$ ). При линейной скорости сканирования можно заменить интегрирование по площади интегрированием во времени.

В сложных акустических полях мгновенная интенсивность определяется выражением  $I = p v$ , а средняя интенсивность

$I = \frac{1}{T} \int_0^T p v dt$ , где  $v$  — нормальная составляющая колебательной скорости частиц в месте измерения.

Для измерения интенсивности используется разработанный Л. А. Давиденко и А. В. Кортневым акустический ваттметр, показанный на рис. 1.17. В этом приборе звуковое давление измеряют с помощью миниатюрного (диаметр 10 мм) сферического гидрофона из пьезокерамики, а колебательную скорость в заданном направлении — с помощью двух акселерометров, установленных в диаметрально противоположных точках внутри сферы и включенных

параллельно, с последующим интегрированием. При интенсивности до  $10 \text{ Вт/м}^2$  ( $1 \text{ Вт/см}^2$ ) прибор дает линейные показания в диапазоне частот до 20 кГц.

### 1.3.5. Радиометры

Среднюю плотность звуковой энергии  $\omega$ , т. е. среднюю акустическую энергию в единице объема, оценивают обычно с помощью радиометров, которые реагируют на давление звуковой радиации, вызываемое силами, действующими на препятствие в звуковом поле. Так как сопротивление движения частиц меньше, когда они движутся из области сжатия среды в область разрежения, чем при движении в обратном направлении, то давление в направлении распространения волны оказывается несколько больше, чем в других направлениях. Это явление регистрируют радиометры, которые подразделяются на поглощающие, отражающие, и радиометры с размерами, меньшими, чем длина волны.

Показания поглощающих радиометров не зависят от угла направления звукового потока и частоты (их размеры больше длины звуковой волны). Их показания пропорциональны силе звуковой радиации  $F$ , плотности звуковой энергии и площади радиометра  $S$ :

$$F = \omega S. \quad (1.24)$$

Показания отражающих радиометров также не зависят от частоты, если их размеры больше длины звуковой волны; они определяются коэффициентом отражения материала радиометра  $\beta$  и углом направления звукового потока по отношению к плоскости радиометра  $\theta$ :

$$F = \omega S (1 + \beta^2) \cos^2 \theta. \quad (1.25)$$

Радиометры малых размеров (сферы или цилиндры) являются частотно-зависимыми и применяются только на сравнительно низких частотах.

Необходимо заметить, что отношение радиационного давления к звуковому давлению в потоке на несколько порядков меньше единицы, поэтому определение радиационного давления или силы сопряжено с большими трудностями.

Для измерения радиационной силы, действующей на радиометр, применяют главным образом крутильные, пружинные или рычажные весы (рис. 1.18). Наиболее точные показания получают при использовании компенсационных методов измерения силы, действующей на радиометр, которые позволяют сохранить неизменным положение радиометра в ультразвуковом поле.

И. Н. Каневский разработал серию радиометров, чувствительный элемент которых состоит из подвижного и неподвижного электродов, образующих конденсатор, являющийся, в свою очередь, элементом колебательного контура высокочастотного гене-

ратора. Под воздействием звуковой радиационной силы подвижная пластина перемещается, изменяя емкость, и, тем самым, частоту колебаний генератора. Изменение частоты преобразуется частотным дискриминатором. Электроды бывают плоской, сферической, конической формы и помещаются в корпус, заполненный изоляционной жидкостью и снабженный звукопрозрачным окном и поглотителями на стенках (рис. 1.19). Изменение емкости  $\Delta C$  для плоских электродов равно

$$\Delta C = \frac{\epsilon \epsilon_0 S \Delta x}{x^2}, \quad (1.26)$$

где  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость жидкости, заполняющей корпус (трансформаторное масло, кремнийорганические соеди-

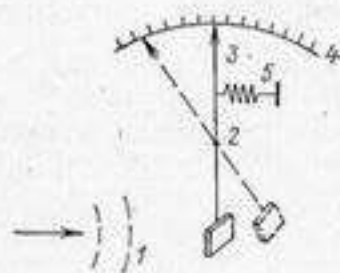


Рис. 1.18. Конструкция простейшего акустического радиометра.  
1 — приемный элемент; 2 — поворотный узел; 3 — стрелка; 4 — шкала; 5 — пружина.

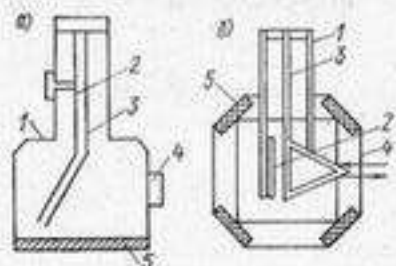


Рис. 1.19. Конструкции конденсаторных радиометров: а — радиометр в виде диска; б — конический радиометр.  
1 — корпус; 2 — неподвижный электрод; 3 — подвес подвижного электрода; 4 — звукопрозрачное окно; 5 — поглотитель.

нения);  $S$  — площадь электрода;  $x$  — расстояние между электродами;  $\Delta x$  — изменение расстояния под действием радиационной силы.

Радиометры — приборы лабораторного типа, рассчитанные на стационарные условия. Очень велико влияние на показания радиометров акустических течений, сопровождающих мощное излучение.

Оценка плотности акустической энергии по низкочастотному радиационному давлению, которое может восприниматься типовыми приемниками звука, является перспективной. Однако при этом необходимо, чтобы звуковой поток был модулирован по амплитуде низкой частотой, что не всегда можно реализовать.

## § 1.4. ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КАВИТИРУЮЩЕЙ ЖИДКОСТИ

### 1.4.1. Основные характеристики кавитирующей жидкости

Кавитация жидкости — это процесс образования разрывов сплошности, характеризующийся появлением в жидкой среде парогазовых пузырьков различных размеров и концентрации.

Упрощенный процесс акустической кавитации можно представить в следующем виде. Под действием пониженного давления (в момент отрицательной фазы давления возбуждаемых колебаний жидкости) возникают нерегулярные небольшие газовые пузырьки. При изменении давления пузырьки пульсируют, увеличиваются до некоторого размера, затем бурно захлопываются. В момент захлопывания пузырек излучает ударную волну, достаточно сильную, чтобы под ее воздействием захлопывались близлежащие пузырьки. В каждый момент времени в кавитирующей области присутствуют пузырьки в разных стадиях: возникающие и растущие, колеблющиеся, покидающие область кавитации из-за своей плавучести и растворения в жидкости, захлопывающиеся, вызывающие лавинные процессы.

В целом процесс кавитации носит статистический характер, при котором возникновение и действие отдельного пузырька непредсказуемо, но явление в целом подчиняется соответствующим законам случайных процессов.

При установившемся режиме возбуждения источника кавитации распределение газовых пузырьков в кавитационной области имеет сходный характер независимо от причин возникновения кавитации, так как часть мелких пузырьков диффундирует обратно в жидкость, а часть крупных всплывает наверх.

Газовый пузырек, колеблющийся в жидкости, представляет собой эффективный резонатор. Резонансная частота пузырька  $f$  определяется его размерами и гидростатическим давлением  $p_0$ :

$$f = \frac{k \sqrt{p_0}}{R}, \quad (1.27)$$

где  $R$  — радиус пузырька;  $k$  — коэффициент, зависящий от условий колебаний, температуры, вида газа в пузырьке, вида жидкости и т. д.

Диаметры устойчивых пузырьков в кавитирующей полости при давлении, близком к атмосферному, имеют значения от 0,01 до 1 мм, что соответствует резонансным частотам от 600 до 6 кГц.

Будучи эффективным резонатором, одиночный пузырек отсасывает звуковую энергию из прилегающих областей. При этом происходит повышенное рассеяние и поглощение звука пузырьком, оцениваемое эквивалентной площадью рассеивания и поглощения во много раз большей, чем площадь самого пузырька.

Эквивалентная площадь поглощения газового пузырька больше, чем рассеиваемая.

На частотах, меньших или больших, чем резонансные, одиночный газовый пузырек практически не влияет на характер акустического поля.

При малых концентрациях пузырьков (менее  $10^{-4}$  объема, занимаемого пузырьками ко всему объему жидкости) их поведение не отличается от поведения одиночного пузырька; при больших концентрациях — образуется газовая завеса, заметно изменяющая свойства жидкости и характеризующаяся значительными отражающими и поглощающими свойствами в широком диапазоне частот.

Ударные волны, возникающие при захлопывании пузырьков, вызывают интенсивное шумообразование в широком диапазоне частот, обладают эрозионным действием, изменяют скорость протекания химических реакций и приводят к люминисценции некоторых жидкостей.

Общепринятые измерения звукового давления, интенсивности и мощности звука в кавитирующей области проводить невозможно как из-за эрозионного воздействия кавитации на приемники звука, так и потому, что измеряемые величины не могут характеризовать кавитирующее поле. Принято оценивать характер кавитирующей области по значению кавитационных шумов, эрозионному действию и действию на скорость протекания химических реакций.

#### 1.4.2. Оценка эффективности кавитации по интенсивности кавитационного шума

Спектр кавитационного шума представлен на рис. 1.20. Он обладает как непрерывными частотными участками (сплошным спектром), так и дискретными частотами (гармониками и суб-

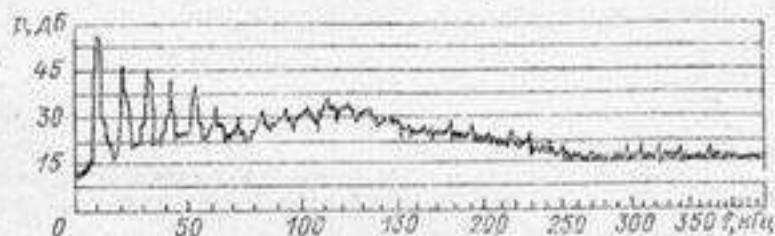


Рис. 1.20. Спектр кавитационного шума.

гармониками частот возбуждения), и зависит в основном от статического давления, газосодержания в жидкости, температуры, частоты и интенсивности возбуждающего звукового поля. Соотношения между дискретными составляющими и сплошным спектром могут быть различными. Спектр кавитационного шума убывает с повышенным частоты, оставаясь наиболее интенсивным в

полосе 10—800 кГц.

Работами Л. Д. Розенберга и его учеников установлено, что наблюдается корреляция между величиной эрозии, вызываемой кавитацией, и средней мощностью кавитационного шума в широкой полосе частот. Это имеет физическое объяснение, так как кавитационное разрушение (эрозия) определяется концентрацией пузырьков и крутизной фронта ударных волн, образующихся при кавитации. Поэтому приборы, измеряющие интенсивность шумо-

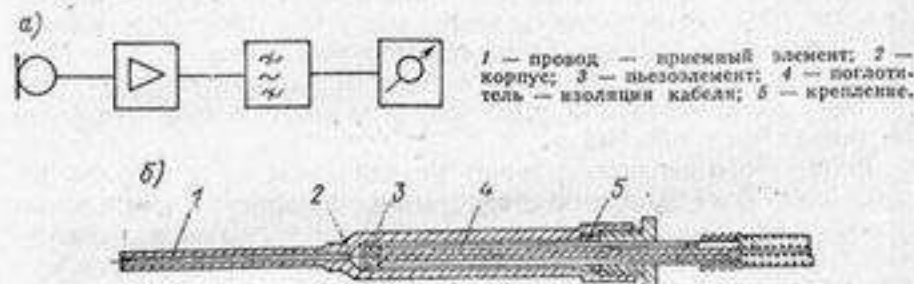


Рис. 1.21. Структурная схема кавитометра (а) и конструкция широкополосного приемника для измерений в кавитирующей жидкости (б).

образования, применяются для оценки эффективности кавитации при ее использовании для эрозионного действия (очистке, лужении, резании, диспергировании и т. д.).

Структурная схема типового кавитометра показана на рис. 1.21, а. Приемник звука, работающий в зоне кавитации, должен обладать широкой полосой пропускания (100—1000 кГц) и сохранять работоспособность несмотря на эрозию. Таким требованиям удовлетворяет волноводный приемник (рис. 1.21, б), чувствительным элементом которого является кончик провода, а преобразователь помещен на значительном удалении. Хотя чувствительность такого приемника мала, в зоне кавитационных шумов он дает достаточное напряжение. Выходной прибор регистрирует среднее квадратическое значение шумов, что позволяет усреднить сигнал в широкой полосе.

#### 1.4.3. Оценка эффективности кавитации по величине эрозии

Эффективность кавитации по величине эрозии оценивается методом пробных образцов, помещаемых на некоторое время в кавитационную область. Оценка производится по потере массы или величине эрозированной площади. Английский специалист Кроуфорд предложил использовать для этой цели тонкую алюминиевую полированную ленту толщиной 0,01 при выдержке 15 с. Оценка выполняется с помощью источника света и фотоэлемента,

фиксирующего отношение яркостей при отсутствии и наличии пленки с поврежденными участками. Достоинством этого метода является его простота и возможность многократных повторений; недостатком — невысокая точность, так как участки фольги, поврежденные по контуру, но целые внутри, выпадают. Советские специалисты Ю. И. Китайгородский и Л. О. Макаров предложили в качестве тест-объекта мелкую стальную сетку, предварительно опускаемую в нитроэмаль. После высыхания ячейки сетки оказываются равномерно заполненными нитроокраской. В результате пребывания в кавитационной зоне (аналогично тест-образцам Кроуфорда) краска в части ячеек из-за эрозии выпадает или ее слой становится тоньше. Такой образец можно оценивать по потере массы и с помощью прибора Кроуфорда, причем будет учитываться даже изменение интенсивности света, прошедшего через утончившийся слой эмали.

Если строго регламентировать условия измерения (характеристики тест-объекта, время озвучивания, аппаратуру для оценки результатов), то можно сопоставлять между собой эффективность различных установок. В обычной практике с помощью тест-объектов можно выбрать наименее выгодный режим работы установки, в которой используется эрозия кавитационной области.

#### 1.4.4. Оценка эффективности кавитации по звукохимическим процессам

Для оценки эффективности использования звуковых и ультразвуковых колебаний при интенсификации химических процессов применяют метод химических реакций, протекающих только при наличии кавитации. В качестве тест-объекта используется раствор четыреххлористого углерода с небольшим количеством ортотолуидина, опускаемый в пробирке на 10 с в зону кавитации. Интенсивность окрашивания раствора в желтый цвет оценивается по оптической плотности.

Так как кавитационный шум, эрозия, звукохимические процессы зависят от температуры, давления, состава жидкостей, величины газосодержания, то измерения шума и испытания тест-объектов следует проводить при определенных температуре, давлении, газосодержании и виде жидкостей.

Единый метод измерения эффективности кавитационных процессов и регламентация его проведения еще не выработаны. Видимо, наиболее практичным является измерение кавитационных шумов.

### § 1.5. ИЗМЕРЕНИЕ ВИБРАЦИИ ТВЕРДЫХ ТЕЛ

Распространение звука в твердых телах происходит иначе, чем в газах и жидкостях. В последних распространяются только продольные волны; в твердых телах кроме продольных — и по-

перечные волны, а при ограниченных размерах твердых тел — еще поверхностные (волны Рэлея), изгибные, нормальные волны и т. д. При падении звуковой волны на границы твердого тела под различными углами происходит трансформация воли — продольные волны переходят в поперечные и другие виды волн. Помещать приемники звуковых колебаний внутри твердых тел практически нереально, поэтому обычно измеряют колебания граничных поверхностей, называемые вибрациями. Различают приемники колебательного смещения, колебательной скорости (велосиметры), колебательного ускорения (акселерометры).

Известно, что при гармонических колебаниях между колебательным ускорением  $\ddot{\xi}$ , скоростью  $\dot{\xi}$  и смещением  $\xi$  существует однозначная связь:

$$\ddot{\xi} = \omega \dot{\xi} = \omega^2 \xi, \quad (1.28)$$

где  $\omega$  — угловая частота.

Вибрации твердых тел в большинстве случаев можно рассматривать как гармонические (измерения проводятся в узких частотных полосах).

Обычно приемники вибраций характеризуются чувствительностью, выражаемой отношением напряжения на выходе приемника к измеряемой механической величине: чувствительностью виброприемника по ускорению  $M_{\ddot{\xi}} = U/\ddot{\xi}$ , смещению  $M_{\xi} = U/\xi$ ; скорости  $M_{\dot{\xi}} = U/\dot{\xi}$ .

Очевидно, зная  $M_{\ddot{\xi}}$ , на основе (1.28) легко определить  $M_{\dot{\xi}}$  и  $M_{\xi}$ , а при измерениях, определив  $\ddot{\xi}$ , найти  $\dot{\xi}$  и  $\xi$ .

Приемником ускорения — акселерометром — принято называть такой, у которого чувствительность по ускорению остается постоянной в рабочем диапазоне частот, т. е.  $M_{\ddot{\xi}} = U/\ddot{\xi} = \text{const}$ ; велосиметром — при  $M_{\dot{\xi}} = \text{const}$  и приемником колебательного смещения — при  $M_{\xi} = \text{const}$ . Сказанное относится к электроакустическим преобразователям, используемым в качестве приемников вибраций.

#### 1.5.1. Приемники колебательного смещения

Для измерения смещения часто используют оптические методы. Простейший из них состоит в освещении колеблющегося тела и наблюдении в микроскоп размаха колебаний какой-либо светящейся точки (рис. 1.22). Светящаяся точка при колебаниях образует линию, длина которой равна удвоенной амплитуде колебательных смещений, измеряемой в единицах длины; шкала микроскопа заранее градуируется. У работающих механизмов и других источников вибраций амплитуда смещения обычно существенно убывает по мере повышения частоты. Поэтому с помощью микроскопа можно измерять смещение до частот 400—500 Гц. На более высоких частотах для той же цели применяют интерференционные методы, основанные на сложении световых лучей,

отразившихся от опорной неподвижной и колеблющейся поверхностей. Интенсивность суммарного свечения зависит от амплитуды колебаний поверхности. При некоторых дискретных значениях амплитуды возникают минимумы и максимумы освещенности. При этом с высокой точностью могут быть измерены дискретные значения амплитуд смещения. Применение лазерных интерферометрических установок для измерения колебательного смещения позволило существенно повысить точность результатов.

В некоторых случаях для измерения смещения используют емкостные приемники: на малом расстоянии от колеблющейся плоской поверхности помещают неподвижный электрод. Емкость

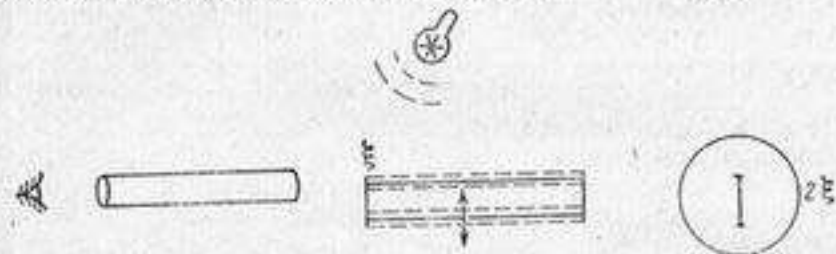


Рис. 1.22. Оценка амплитуды колебательного смещения микроскопом.

между электродом и поверхностью изменится пропорционально колебательному смещению [см. (1.26)]. Основным недостатком этого метода является трудность определения и поддержания начального зазора, тем более, что не всегда для настройки можно останавливать колеблющееся тело.

### 1.5.2. Приемники колебательной скорости

Измерение колебательной скорости может производиться приемниками индуктивного типа, магнитная цепь которых жестко закреплена на колеблющейся поверхности. В обмотках возникает ЭДС, пропорциональная колебательной скорости. В настоящее время приемники скорости применяются редко в связи с довольно большой массой и ограниченным (в области высоких частот) рабочим диапазоном частот.

### 1.5.3. Приемники колебательного ускорения

Наиболее распространенными приемниками вибраций являются акселерометры пьезоэлектрического типа. При колебаниях поверхности тела, на котором закреплён пьезоприемник, на его обкладках из-за прямого пьезоэффекта возникает электрическое напряжение. При небольших размерах (5—20 мм) и массах (3—30 г) такие приемники имеют постоянную чувствительность по ускорению от самых низких частот до значений 0,3—0,5 резонансной частоты, составляющей 30—80 кГц. Конструкции этого типа виброприемников показаны на рис. 1.23.

Пьезоакселерометры удобны еще и тем, что их можно использовать так же, как приемники колебательной скорости и смещения. В современных виброизмерительных устройствах (виброметрах) обычно предусматривают переключатель, позволяющий измерять ускорение, скорость и смещение по показаниям одного приемника ускорений. Для этого на электрическом выходе приемника устанавливаются две последовательные интегрирующие цепочки RC. Непосредственно на выходе приемника ускорения напряжение  $U_1 = \xi M \xi$  (где  $M \xi$  — постоянная в полосе рабочих частот). После первой интегрирующей цепочки напряжение  $U_2 = (\xi M \xi) / (\omega R_1 C_1) = M \xi \xi / \omega$ , так как  $\xi / \omega = \xi$ ,  $M \xi / R_1 C_1 = \text{const} = M \xi$ . После второй интегрирующей цепочки  $U_3 = (\xi M \xi) / (\omega R_2 C_2) = M \xi \xi / \omega^2$ , так как  $\xi / \omega = \xi$ ,  $M \xi / R_2 C_2 = \text{const} = M \xi$ .

Заметим, что  $U_3 \ll U_2 \ll U_1$ , так как условием работы интегрирующих цепочек являются:  $R_1 \gg 1/\omega C_1$  и  $R_2 \gg 1/\omega C_2$ , где берется угловая частота для нижней границы диапазона. Поэтому выходное напряжение при измерении смещения будет существенно меньше, чем при измерении ускорения.

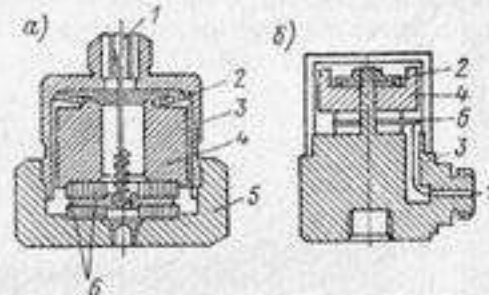


Рис. 1.23. Конструкции пьезоэлектрических акселерометров с верхним (а) и боковым (б) выводами.

1 — выходной разъем; 2 — пружинная; 3 — корпус; 4 — инерционная масса; 5 — основа; 6 — пьезоэлементы.

### 1.5.4. Воздействие приемников вибрации на колеблющуюся поверхность

Виброприемники большой массы могут заметно повлиять на характер колебания измеряемой конструкции. Более того, даже измерение колебаний массивной конструкции может быть искажено, если приемник установить на ее тонкие элементы. Поэтому масса приемника должна быть существенно меньше массы колеблющейся поверхности в месте установки виброприемника. Уменьшение массы вызывает снижение чувствительности, что нежелательно. Пьезоэлектрические акселерометры имеют массу от 3 до 30 г при удовлетворительной чувствительности, что обеспечивает им широкое распространение.

### 1.5.5. Крепление виброприемников к колеблющейся поверхности

Приемники вибраций изготовляют, как правило, реагирующими на колебания в одном направлении, однако они обладают некоторой чувствительностью к колебаниям и в других направле-

ниях. Чувствительность к колебаниям в поперечном направлении указывается в паспорте виброприемника. Показания виброприемника в заметной степени определяются правильным креплением его чувствительного элемента к колеблющейся поверхности. Крепление бывает жесткое — с помощью резьбовых шпилек (рис. 1.24, а) или резьбовых приварышей (рис. 1.24, б) (при этом устанавливается свинцовая прокладка, а контактирующие поверхности смазываются маслом), быстро твердеющих составов типа «стирокрил» (применяющихся при зубном протезировании) (рис. 1.24, в); полужесткое — пластилином или универсальной

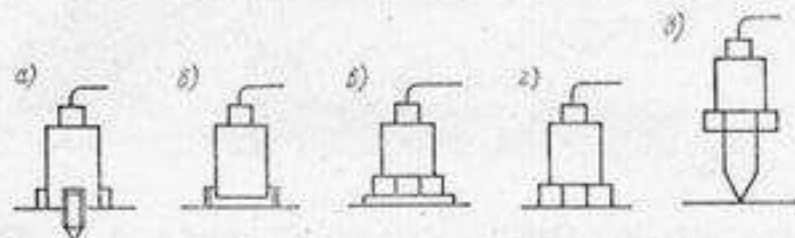


Рис. 1.24. Методы крепления виброприемников к колеблющейся поверхности: а — на шпильке; б — с помощью резьбовых приварышей; в — с помощью стирокрила; г — на пластилине; д — вручную.

замазкой (рис. 1.24, е) и вручную, иногда с помощью удлинителя (рис. 1.24, д).

Наиболее стабильные результаты (разброс порядка 0,5 дБ) обеспечивает жесткое крепление (рис. 1.24, а, б). Полужесткое крепление и крепление вручную при повторных установках дают разброс показаний порядка 1 дБ. Применение полимеризующихся клеев может дать большее расхождение результатов из-за нестабильности, вызываемой упругостью тонкой клеевой пленки.

Контактная поверхность не должна быть слишком большой, так как это вызывает искажение получаемых результатов из-за влияния колебаний других видов. Необходимо контролировать повторяемость результатов, получаемых при установке и снятии виброприемников. Показания виброприемника могут быть искажены вследствие изгиба их основания, прикрепляемого к колеблющейся поверхности (тензочувствительность). Тензочувствительность в сильной степени зависит от толщины основания и момента затяга крепления шпильки акселерометра. При толщинах основания более 7 мм и моменте затяга более 3 Н·м погрешности за счет тензочувствительности оказываются небольшими.

При необходимости измерения вибрации в различных направлениях используются трехкомпонентные виброприемники, позволяющие измерять одновременно вибрацию в трех взаимно перпендикулярных направлениях.

### 1.5.6. Измерительные возбудители звуковых колебаний в твердых телах

В качестве источников вибраций используются разнообразные вибростенды, главным образом стационарные. Они предназначены для градуировки приемников вибраций и обычно снабжены необходимыми оптическими приборами для определения ее величины.

Для испытаний междуэтажных перекрытий и сложных судовых конструкций применяются стандартные ударные машины, характеристики которых определяются ГОСТ 15116—79 и реко-

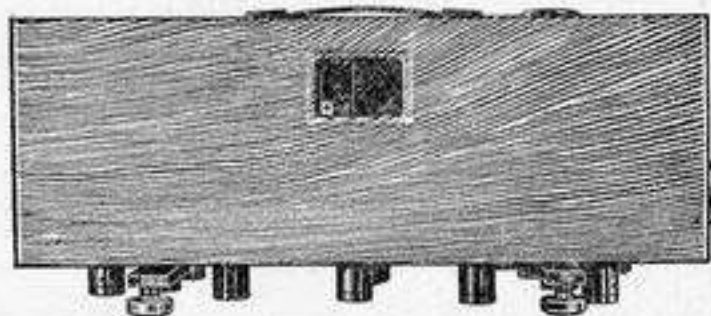


Рис. 1.25. Стандартная ударная машина.

мендациями ИСО/R 140. Их действие основано на свободном падении стальных молоточков известной массы (0,5 кг) с известной высоты (40 см). Молоточки поднимаются кулачками с помощью электропривода и шестеренчатой передачи, обеспечивающей время между ударами 100 мс. На головки молоточков устанавливаются резиновые наконечники; в ряде случаев используются молоточки без наконечников. Стандартная ударная машина показана на рис. 1.25. Необходимо отметить, что шум, создаваемый молоточками, близок к гауссовому, т. е. имеет сплошной спектр. Однако более тонкий анализ показывает наличие дискретных составляющих из-за периодичности ударов, обусловленных применением электропривода.

### 1.5.7. Измерение мощности, передаваемой вибрациями

Измерение колебательной мощности, передаваемой от одного тела к другому (например, от работающего механизма в фундамент), осуществляется с помощью приемников силы и скорости по формуле

$$P = F \dot{\xi} \cos(\widehat{F, \dot{\xi}}), \quad (1.29)$$

где  $F$  — сила;  $\widehat{F, \dot{\xi}}$  — угол между силой и колебательной скоростью.

Приемник силы представляет собой пьезоэлемент, включаемый последовательно между двумя телами (рис. 1.26, а); приемник колебательной скорости устанавливается на колеблющийся механизм.

Для измерения мощности и механического импеданса может использоваться единая конструкция, называемая импедансной головкой и объединяющая датчик силы и акселерометр в одном корпусе (рис. 1.26, б).

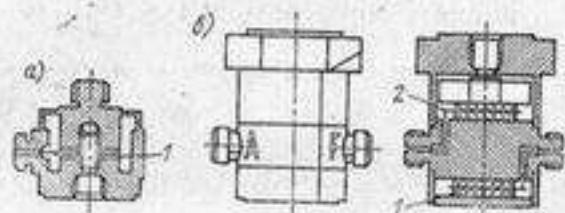


Рис. 1.26. Конструкция приемника силы (а) и импедансной головки (б).

1 — пьезоэлемент — измеритель силы; 2 — пьезоэлемент — измеритель колебательного ускорения.

В настоящей главе были обстоятельно освещены два вопроса — «что измерять» и «чем измерять», однако для правильной постановки измерений надо определить еще «как измерять», чему посвящена следующая глава.

## Глава 2. ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСЛОВИЙ АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

### § 2.1. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ОБЪЕМЫ В ВОЗДУХЕ И ВОДЕ. МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Постановка акустических измерений требует соблюдения ряда условий, относящихся к выбору измерительного объема или учету особенностей используемого объема. В идеальном случае измерительный объем должен быть безграничен (это называется «условия свободного поля»), но при измерениях в воздухе, даже в открытом пространстве, надо учитывать отражения сигналов от поверхности земли, при измерениях в море — отражения от дна и поверхности моря. Большая часть акустических измерений выполняется в специально построенных сооружениях — трубах, камерах, бассейнах. Целесообразно рассматривать отдельно измерительные объемы в газах, жидкостях и твердых телах.

В газах (воздухе) в качестве измерительных объемов служат: измерительные трубы, звукоаглушенные камеры, реверберационные камеры, производственные помещения, открытое пространство. Рассмотрим их особенности.

#### 2.1.1. Измерительные трубы

Еще Рэлеем было установлено, что в узких каналах с жесткими стенками независимо от характера возбуждения распространяется плоская волна, характеристики которой могут быть легко рассчитаны и измерены. В связи с небольшими габаритами, простотой конструкции и низкой стоимостью измерительные трубы находят широкое применение.

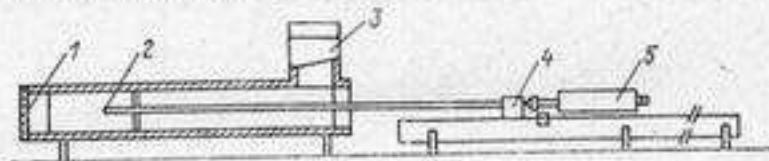


Рис. 2.1. Конструкция измерительной трубы для измерения коэффициента отражения материалов в воздухе.

1 — образец; 2 — акустический зонд; 3 — излучатель; 4 — привод; 5 — микрофон, связанный с зондом.

Конструкции труб должны отвечать следующим условиям:

- стенки труб следует выполнять акустически жесткими; это условие соблюдается, даже если трубы изготовлены из дерева;
- внутренний диаметр труб должен отвечать неравенству  $d < \lambda/2$  (физически это означает, что длина возбуждаемых волн внутри трубы  $\lambda$  должна быть больше длины волны, при которой в трубе имеет место один диаметральный узел давления);
- длина трубы должна содержать не менее 3—5 длин звуковых волн (в газе, заполняющем трубу);
- внутренние поверхности трубы должны быть акустически гладкими, т. е. неровности на них должны быть значительно меньше длины волны звука в среде.

Если эти условия выполняются, при любом виде источника в трубе распространяется плоская волна.

Для перекрытия звукового диапазона частот рекомендуют использовать комплект из трех-четырех труб различного диаметра и длины. Трубы могут быть и изогнутыми, если радиус закругления существенно больше длины волны.

На рис. 2.1 приведена конструкция трубы, предназначенной для измерения коэффициента поглощения образцов, помещаемых на конце трубы (см. гл. 6).

Разновидностью измерительных труб являются камеры малого объема, размеры которых существенно меньше длины волны, и звуковое поле внутри камеры распределено равномерно.

В измерительных трубах производят градуировку электроакустических преобразователей, определение скорости и поглощения звука в жидких и газообразных средах, определение коэффициента отражения и поглощения образцов материалов.

### 2.1.2. Заглушенные камеры

Звукозаглушенные или звукомерные (иногда называемые безэховыми) камеры представляют собой помещения, оборудованные средствами акустической защиты от внешних шумов, вибраций и

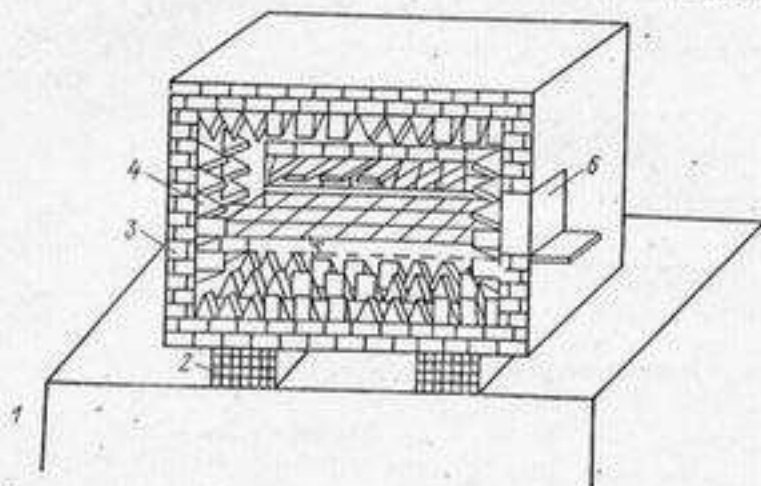


Рис. 2.2. Конструкция типовой звукозаглушенной камеры.  
1 — фундамент; 2 — амортизация; 3 — стены; 4 — звукопоглощающие клинья; 5 — звукопрозрачная сетка; 6 — дверь.

средствами поглощения звуковых волн, попадающих на внутренние поверхности помещений от источников, расположенных внутри.

Обычно заглушенные камеры строят на отдельном фундаменте, не связанном с фундаментами других зданий. Корпус камеры виброизолируют от фундамента резиновыми, пружинными амортизаторами или пробковой крошкой — экспанзитом. Стены и перекрытия камеры выполняются массивными — кирпичными или бетонными. Иногда вокруг фундамента делается «акустический шов» — траншея более глубокая, чем фундамент, заполненная шлаком. Применяют для развязки стен и полов камер «плавающие» конструкции на упругих подвесках.

Для установки аппаратуры в камерах примерно в средней части натягивают проволочную или капроновую звукопрозрачную сетку. Камеры снабжаются координатными поворотными устройствами для передвижения и установки излучателей, приемников и объектов измерения. Конструкция типовой камеры показана на рис. 2.2.

Для поглощения звуковых волн внутренние поверхности камеры облицовываются звукопоглощающими конструкциями.

С точки зрения акустических требований эти конструкции должны удовлетворять двум условиям — согласовывать удельные акустические сопротивления материала стен  $z_1$  (около  $5,0 \cdot 10^6$  Па·с/м) и воздушной среды  $z_2$  (около  $4,1 \cdot 10^2$  Па·с/м камеры) и обладать заметным поглощением. Звуковая волна, падающая нормально на необлицованную стену, практически полностью отражается, так как коэффициент отражения  $\beta$  равен

$$\beta = \frac{z_1 - z_2}{z_1 + z_2} = \frac{5,0 \cdot 10^6 - 4,1 \cdot 10^2}{5,0 \cdot 10^6 + 4,1 \cdot 10^2} \approx 1.$$

Проблема решается применением клиновых конструкций из минеральной ваты (рис. 2.3). При достаточной длине клиньев (не

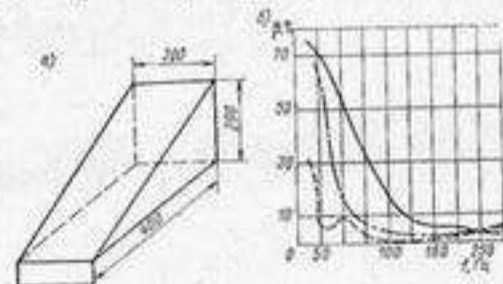


Рис. 2.3. Поглощающая клиновидная конструкция (а) и частотная характеристика ее коэффициента отражения (б).

менее 2—3 длин звуковых волн в воздухе) и постепенном переходе от острия к основанию отражение оказывается малым, а звук, прошедший через клин, хорошо поглощается. Клинья устанавливаются в шахматном порядке, чтобы избежать регулярности (при которой может образоваться звуковая «щель»), и с небольшим воздушным просветом позади основания, что обеспечивает на низких частотах дополнительное поглощение звука вследствие резонансов, обусловленных упругостью объема воздуха.

Отечественная промышленность выпускает клиновидные звукопоглощающие конструкции из стекловолокна на синтетических связках (КЗК) с размерами основания  $0,2 \times 0,2$  м и высотой от 0,5 до 1,5 м. Хорошее поглощение звука в камере достигается от 50 Гц до верхней границы звуковых частот.

Размеры типовых камер составляют около  $10 \times 5 \times 5$  м. Иногда пол камеры облицовывают звукопоглотителем (приближая ее к производственному помещению).

Заглушенные камеры аттестуются по величинам собственных шумов в рабочем диапазоне частот и оценке звукопоглощающих свойств камеры.

Требования к заглушенным камерам регламентируются ГОСТ 8.055—73 «Машины. Методика выполнения измерений для определения шумовых характеристик».

Значения собственных шумов в камере измеряются в различное время суток, так как возможно влияние работы расположенных рядом промышленных предприятий и транспорта. Величина собственных шумов определяет минимальные допустимые уровни полезных сигналов, с которыми можно производить работу в камере, так как шумы представляют собой помеху измерениям.

Звукопоглощающие свойства заглушенной камеры обычно оцениваются по характеру изменения звукового давления в ка-

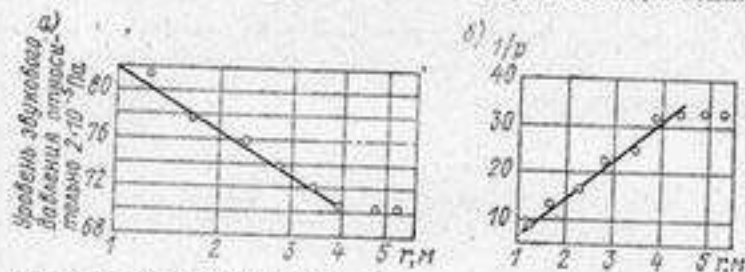


Рис. 2.4. Зависимость изменения звукового давления от расстояния между излучателем и приемником в логарифмическом (а) и линейном (б) масштабах. Линией показан закон  $1/r$ .

мере при удалении от источника сферической волны. Отклонение от закона изменения  $1/r$ , т. е. от следования равенству  $p_1 r_1 = p_2 r_2$ , на величину не более 0,5 дБ свидетельствует о высоком качестве звукопоглощения. Отклонения в пределах 1—2 дБ считаются допустимыми. По графикам зависимости давления от расстояния может быть выбран участок в центре камеры, где влияние отражений минимально (рис. 2.4). Другим методом оценки звукопоглощения в камере является определение акустического отношения  $R_a$  — отношения энергии отраженных волн, поступающих на приемник, к энергии прямого сигнала, непосредственно приходящего от источника к приемнику. Существует несколько методов определения акустического отношения: путем установки поглотителя между излучателем и приемником, с помощью временного анализа длительного импульса и корреляционного анализа шумового сигнала. На рис. 2.5, а показаны измерения для первого способа.

При этом определяется давление  $p_0$ , создаваемое отраженными сигналами при наличии поглотителя, и суммарное давление при его отсутствии:  $p_2 = (p_0^2 + p_n^2)^{1/2}$ , где  $p_n$  — давление прямого сигнала. Акустическое отношение  $R_a = p_0^2/p_n^2$  определится из выражения

$$R_a = \frac{p_0^2}{p_2^2 - p_n^2}.$$

Следует указать, что при установке поглотителя может несколько измениться и поле отраженных волн в помещении, так как

поглотитель оказывается на пути не только прямой волны, но и некоторых отраженных. Это обстоятельство должно учитываться при оценке погрешности результатов.

По характеру принимаемого приемником длительного импульса также можно найти  $p_n$  или  $p_0$  и  $p_2$  (рис. 2.5, б). Значение  $R_a < 0,16$  свидетельствует о возможности измерения прямого сигнала; при этом их суммарная амплитуда давления будет меньше амплитуды прямого сигнала в 3 раза, т. е. на 10 дБ, а погрешность, допускаемая при измерении прямого сигнала, не превысит 1 дБ (полагая сумму отраженных сигналов не когерентной с прямым).

В заглушенных камерах производят градуировку электроакустических преобразователей, измерение шумов, создаваемых механизмами, оценку акустических свойств конструкций, измерение акустической мощности механизмов, измерение направленности излучателей и приемников.

### 2.1.3. Реверберационные камеры

Реверберационные (или гулкие) камеры предназначены для создания диффузного звукового поля. Это также помещения, оборудованные средствами акустической защиты от внешних шумов и вибраций, однако внутренние их поверхности делаются полностью отражающими падающие на них звуковые лучи. Диффузное звуковое поле характеризуется равной плотностью энергии в различных точках пространства, равновероятностью направления звуковых лучей (потоков звуковой энергии), попадающих в точку приема, и произвольным значением фаз этих лучей. Для решения этой задачи размеры камеры (длина, ширина, высота) не должны быть кратными между собой. Излучатели звука обычно располагают в углах помещений. Для улучшения диффузности применяются произвольно изогнутые рассеиватели, размещаемые хаотично по объему камеры. Объем камеры (согласно международным рекомендациям) должен быть не менее 200 м<sup>3</sup>. При объемах от 180 до 100 м<sup>3</sup> измерения допустимы только для частот, удовлетворяющих неравенству

$$f \geq 125 \sqrt[3]{\frac{180}{V}},$$

где  $V$  — объем камеры.

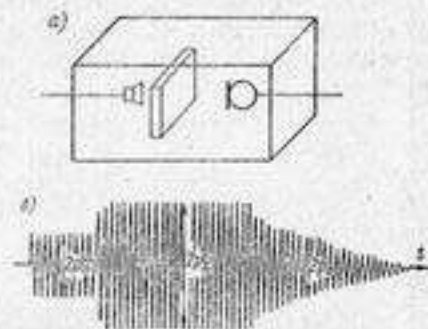


Рис. 2.5. Измерение акустического отношения при размещении поглотителя между излучателем и приемником (а) и по характеру принимаемого приемником длительного импульса (б).

Хотя поверхности камеры стремятся делать отражающими (бетонируют, иногда обшивают металлическими листами), наблюдается определенное поглощение падающих на них звуковых сигналов. Для удовлетворительной работы реверберационной камеры необходимо, чтобы время стандартной реверберации  $T$  (т. е. время спада интенсивности звука после выключения источника в  $10^6$  раз — на 60 дБ), характеризующее поглощение поверхностей, на различных частотах было не меньше следующих значений:

$f$ , Гц	125	250	500	1000	2000	4000
$T$ , с	5	5	5	4,5	3,5	2

Реверберационные камеры также оборудуются координатными устройствами. Конструкция типового комплекса реверберационных камер показана на рис. 2.6.

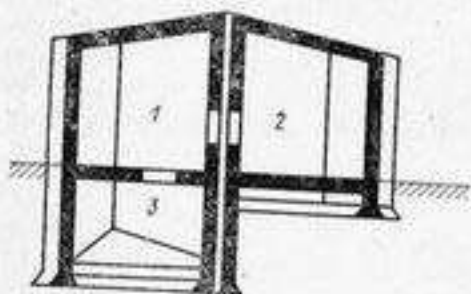


Рис. 2.6. Конструкция типового комплекса реверберационных камер.

1 — реверберационная камера высокого уровня; 2 — камера низкого уровня для измерения звукоизоляции перегородок от воздушного шума; 3 — камера низкого уровня для измерения звукоизоляции перекрытий от ударного шума.

оценке степени диффузности звукового поля. Методы определения времени стандартной реверберации описаны в гл. 6.

Рассмотрим методы оценки диффузности звукового поля. Метод, предложенный немецким ученым Р. Тиле, заключается в измерении пространственной характеристики направленности остро-направленным микрофоном в диффузном поле и построении квадрата измеренного давления в виде векторов на сфере (в соответствии с углом положения микрофона). Образуется характеристика в виде «ежа». Если векторы имеют равные значения, то это свидетельствует о диффузности поля. Количественных оценок Тиле не предлагал.

Для оценки звукоизолирующих свойств образцов стен или перекрытий монтируются двойные камеры или расположенные одна над другой с проемами, в которые устанавливаются образцы. При этом должно быть обращено особое внимание на исключение путей перехода звука из одного помещения в другое, помимо образца.

Реверберационные камеры аттестуют по величине собственных шумов в рабочем диапазоне частот, частотным характеристикам времени стандартной реверберации и

Советские ученые предложили качественно оценивать диффузность нормированной корреляционной функции сигналов, получаемых от двух микрофонов при удалении одного из них. При совпадении экспериментальной кривой с кривой  $|\sin(\Delta\omega t/2)|/(\Delta\omega t/2)$ , характеризующей диффузное поле шумового сигнала в неограниченной среде, поле можно считать диффузным.

В. В. Фурдуев, один из выдающихся советских акустиков, предложил сопоставлять характеристики направленности направленного микрофона в диффузном и свободном полях (рис. 2.7).

Количественная оценка производится на основе параметра

$$d = \frac{S_x - S_c}{S_0 - S_c}, \quad (2.1)$$

где  $S_0$  — площадь круга единичного радиуса (масштаб характеристики направленности);  $S_c$  — площадь характеристики направленности микрофона в свободном поле;  $S_x$  — площадь характеристики направленности микрофона в диффузном поле. В идеальном диффузном поле  $d=1$  (так как  $S_x = S_0$ ), в поле бегущей волны  $d=0$ , поскольку  $S_x = S_c$ . Недостатком этого метода является необходимость измерения характеристики направленности в диффузном поле, а это довольно кропотливая процедура, и определения площадей  $S_c$  и  $S_x$ , что требует определенных усилий и не очень точно.

Для пространственной оценки целесообразно величину  $d$  выразить через коэффициент концентрации направленного приемника в диффузном (т. е. испытуемом)  $K_d$  и свободном  $K_c$  полях.

Легко показать, что для осесимметричных преобразователей

$$K_c = \frac{N}{S_c}; \quad K_d = \frac{N}{S_d}; \quad K_0 = 1,$$

где  $N$  — постоянная величина;  $K_0$  — коэффициент концентрации ненаправленного приемника.

Тогда

$$d = \frac{K_c - K_d}{K_d(K_c - 1)} = \frac{K_c/K_d - 1}{K_c - 1}. \quad (2.2)$$

Очевидно, пределы изменения  $d$  не изменяются. В диффузном поле  $d=1$  (так как  $K_d = 1$ ), а в свободном поле  $d=0$  (если  $K_d = K_c$ ).

Оценка пространственной диффузности может осуществляться следующей процедурой, использующей ненаправленный и направленный приемники произвольной чувствительности. Процедура выполнения оценки содержит четыре измерения (рис. 2.8):

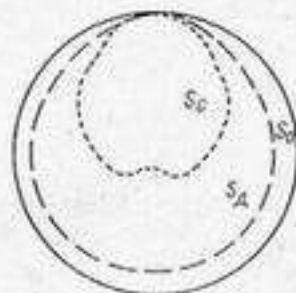


Рис. 2.7. Оценка диффузности звукового поля по методу В. В. Фурдуева.

$S_c$  — площадь, занимаемая характеристикой направленности направленного микрофона в свободном поле;  $S_d$  — то же, в испытуемом поле;  $S_0$  — площадь круга единичного радиуса.

- 1) напряжение на выходе направленного микрофона в свободном поле, ориентированного в направлении источника —  $U_1$ ;
- 2) напряжение на выходе ненаправленного микрофона в той же точке свободного поля —  $U_2$ ;
- 3) напряжение на выходе ненаправленного микрофона в испытуемом диффузном поле —  $U_3$ ;

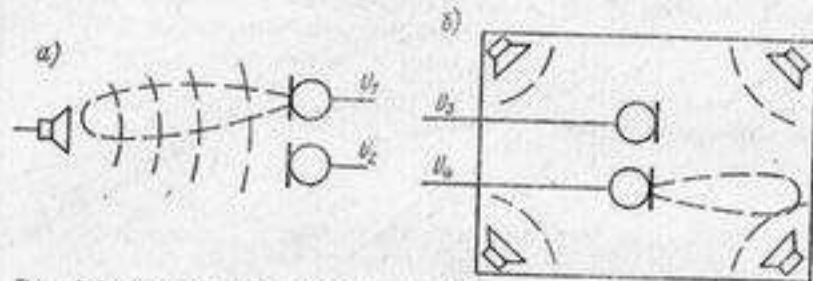


Рис. 2.8. Оценка пространственной диффузности поля: а — измерения в условиях свободного поля; б — измерения в испытуемом поле.

- 4) напряжение на выходе направленного микрофона в испытуемом диффузном поле —  $U_4$ .

Значение  $d$  находится из формулы

$$d = \frac{K_c \left( \frac{U_2 U_4}{U_1 U_3} \right)^2 - 1}{K_c - 1} \quad (2.3)$$

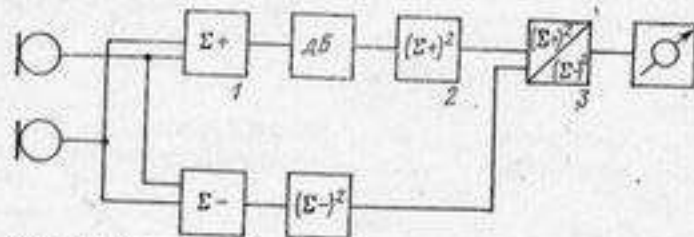


Рис. 2.9. Структурная схема установки для оценки диффузности звукового поля в помещении.

1 — сумматор; 2 — квадрат; 3 — измеритель отношения.

Значение  $K_c$  для направленного микрофона в свободном поле определяется заранее.

Если использовать систему близко расположенных встречно-включенных ненаправленных микрофонов, образующих диполь, коэффициент концентрации которого равен трем, то процедура определения значения  $d$  может ограничиться только измерением отношений напряжений  $U_3'$  и  $U_4'$ , комбинаций включений микрофонов и расчетом по формуле

$$d = \frac{3k_0 \left( \frac{U_4'}{U_3'} \right)^2 - 1}{2}$$

где  $U_3'$  — напряжение при согласном включении микрофонов;  $U_4'$  — напряжение при встречном их включении.

Коэффициент  $k_0$  может быть получен расчетом по формуле  $k_0 = [\sin(kl/2)]^2$ . При малых  $l$  значение  $k_0 = (kl/2)^2$ .

Пространственная количественная оценка диффузности звукового поля, безусловно, имеет преимущества по сравнению с другими описанными методами оценки в простоте измерительных процедур и обработке результатов (не требуется измерение площадей). Структурная схема установки, которая может определять диффузность поля при непосредственном отсчете величины  $d$  на индикаторе, приведена на рис. 2.9.

#### 2.1.4. Производственные помещения

В обычных помещениях в ряде случаев также можно производить надежные измерения шумов, создаваемых определенными источниками. Для этого необходимо прежде всего убедиться, что измеряемый шум существенно выше собственных шумов помещения, т. е. измерить собственные шумы в отсутствие шума источника. В помещениях с малым поглощением звука поверхностями в каждой точке суммируются волны, непосредственно поступающие от источника, и волны, одно- и многократно отраженные от поверхностей помещения. Отношение энергий этих волн определяет акустическое отношение  $R_a$ , о котором говорилось ранее. Так как энергия прямого сигнала изменяется с удалением от источника, то можно найти такое расстояние  $r$  между источником и приемником звука, на котором в данном помещении акустическое отношение  $R_a$  будет равно выбранному значению:

$$r = \sqrt{\frac{\alpha S R_a}{16\pi(1-\alpha)}}, \quad (2.4)$$

где  $S$  — площадь поверхностей помещения;  $\alpha$  — средний коэффициент поглощения поверхностей помещения (около 0,1 для производственных помещений). Очевидно, что чем ближе к источнику помещается приемник, тем меньше значение  $R_a$ , т. е. выше качество измерения прямого сигнала. Однако значение  $r$  должно оставаться больше величины  $2D^2/\lambda$ , где  $D$  — наибольший габаритный размер излучателя или приемника звука. При выполнении этого условия измерения будут производиться в зоне сформированного поля излучателя (или характеристики направленности приемника).

#### 2.1.5. Измерения на открытом воздухе (в открытых пространствах)

Если измерения производятся вне помещений, то можно ожидать отражения от поверхности земли, при этом в точку приема (в простейшем случае) будут приходить два сигнала — прямой  $p_1$  и отраженный от поверхности земли —  $p_2$  (рис. 2.10).

Полагая  $p_1$  полезным сигналом, а  $p_2$  — помехой, найдем их отношение, определяющее качество проводимых измерений. Из

соответствующих треугольников (считаем, что распространяется сферическая волна) получим

$$\frac{p_1}{p_2} = \sqrt{\frac{D^2 + (H+h)^2}{D^2 + (H-h)^2}} \quad (2.5)$$

где  $H$  и  $h$  — высоты излучателя и приемника;  $D$  — расстояние между местами их установки. Максимальное отношение  $p_1/p_2$  при  $H = h$ , а  $D \ll H$ . Такие неравенства и рекомендуется выполнять на практике, учитывая также другие возможные отражающие элементы (высотные дома, особенности застройки и т. д.).

Рассмотрим измерительные объемы в жидкостях (практически в воде).

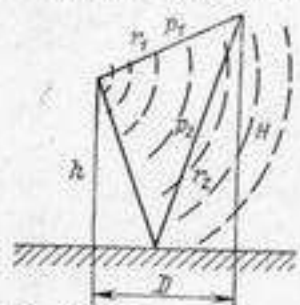


Рис. 2.10. Ход прямых и отраженных звуковых лучей при измерении на открытом воздухе.

### 2.1.6. Гидроакустические измерительные трубы

Особенностью гидроакустических труб является в первую очередь то, что трудно обеспечить акустическую жесткость стенок труб. На основе исследований установлено, что толщина стальных стенок труб должна быть не менее внутреннего радиуса трубы. Кроме того, гидроакустическую трубу

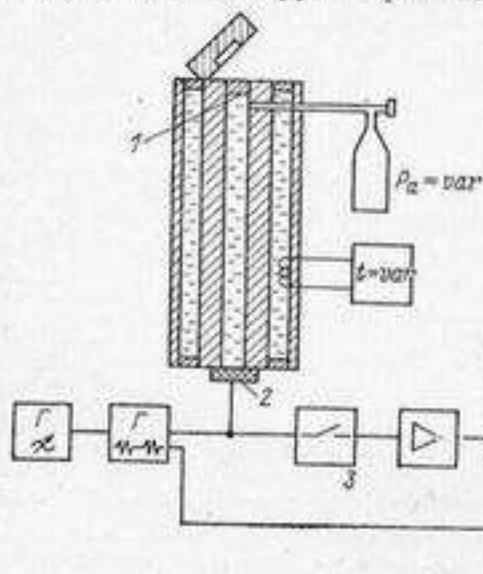


Рис. 2.11. Комплекс гидроакустической трубы для измерения коэффициента отражения образцов в воде.

1 — образец; 2 — излучатель-приемник; 3 — переключатель приема-передачи; 4 — временной селектор; 5 — фазовращатель.

следует устанавливать вертикально. Требования к волновым размерам внутреннего диаметра и длины трубы остаются такими же, как и для воздушных труб, однако, так как скорость звука в жидкостях существенно выше, чем в воздухе, размеры труб оказываются значительно большими. Чаще всего применяются из-

мерительные комплексы гидроакустических труб, снабженные системами создания гидростатического давления, подогрева, охлаждения воды в трубе и электронной аппаратурой (главным образом импульсной) для излучения и приема акустических сигналов. На рис. 2.11 показан типовой комплекс импульсной гидроакустической трубы, предназначенной для измерения коэффициента отражения (по модулю и фазе) различных материалов, применяемых в гидроакустике.

В области ультразвуковых частот широко применяют измерительные цилиндрические кюветы небольших размеров, по существу, также трубы, заполняемые жидкостями, акустические свойства которых подлежат исследованию.

### 2.1.7. Измерительные гидроакустические бассейны

В связи с трудностями морских измерений основные научные исследования проводят в заглушенных измерительных бассейнах, которые во многом аналогичны заглушенным камерам с поправкой на разницу в характеристиках среды.

Ввиду малых расстояний, проходимых в бассейне звуковым лучом даже при его многократных отражениях от поверхностей бассейна, затуханием звука в воде пренебрегают. Водную среду рассматривают как однородную среду с постоянной скоростью звука, пренебрегая незначительным влиянием градиента гидростатического давления по глубине и градиента температуры у границ бассейна, а также возможными течениями конвекционного типа. При необходимости все эти факторы могут быть оценены дополнительными экспериментами и расчетами. Заметим, что подобные упрощения принимаются и в камерах, и в трубах.

При постройке гидроакустических бассейнов также принимаются меры акустической защиты для снижения собственных шумов бассейна, вызываемых работой промышленных предприятий и транспорта.

Бассейны представляют собой, как правило, железные резервуары, установленные с помощью амортизаторов на бетонной подушке. Предусматриваются подъемно-опускные поворотные устройства, обеспечивающие установку излучателей, приемников или макетов в заданной точке бассейна. Применяются подвижные тележки, кран-балки и другое сложное автоматизированное оборудование.

Для звукозаглушения внутренних поверхностей бассейна используются клиновые звукозаглушающие устройства. Они выполняются из резины с воздушными полостями, смеси бетона и опилок и чисто деревянные — из осины и сосны, обеспечивающие удовлетворительное поглощение звука в широком диапазоне частот, температур и гидростатических давлений. Размеры клиньев достигают 1—2 м, что уменьшает рабочий объем бассейна (типичные бассейны имеют размеры 10×5×5 м, рис. 2.12). Изредка ис-

пользуются тонкие резонансные покрытия, работающие только в звуковом частотном диапазоне.

Оценка акустических свойств бассейнов производится по значению собственных шумов, закону изменения давления при изменении расстояния между ненаправленным излучателем и приемником звука, по величине акустического отношения.

В бассейнах выполняются измерения всех видов (звукоизоляция, звукозаглушение, градуировка и т. д.) крупногабаритных макетов и изделий.

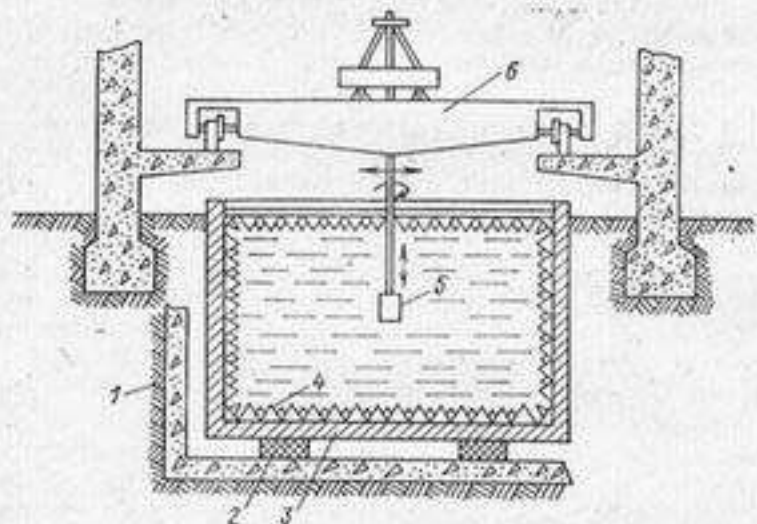


Рис. 2.12. Конструкция типового гидроакустического бассейна.

1 — бетонный котлован; 2 — амортизация; 3 — металлический резервуар; 4 — звукопоглощающие клинья; 5 — подъемно-поворотное устройство; 6 — передний мост с тележкой.

### 2.1.8. Измерения в естественных водоемах и море

Нередко устраивают измерительные акустические станции на озерах, прудах или оборудуют специальные баржи, которые можно устанавливать в удобных для измерений участках рек и озер. В этих случаях надо учитывать влияние ряда естественных факторов — течений, отражений от поверхности воды, наличия заметного температурного градиента, зависящего от времени суток, загрязнения воды животными и растительными остатками. Преимуществом использования естественных водоемов является возможность выбора достаточно больших измерительных объемов (по глубине места и отдаленности от берегов).

При измерениях в морских и океанских условиях помимо сложности их организации накладываются следующие чисто акустические факторы. Резко возрастают собственные шумы из-за шумов волнения моря и его обитателей, изменяющихся во времени и

пространстве, от состояния погоды, сезона проведения работ. Явление рефракции (искривления звуковых лучей при их распространении из-за сложного распределения скорости звука по глубине), а также влияние отражений от дна и волнующейся поверхности моря не допускают проведения экспериментов на больших расстояниях. Неизбежные течения помимо акустических эффектов (влияния на распространение звука) требуют специальных мер по закреплению приемно-излучающих элементов и определению расстояний, проходимых звуком.

В результате данные, получаемые при морских экспериментах, носят существенно флуктуирующий характер. Достоверными и надежными могут считаться только усредненные данные многократных измерений.

Указанное свидетельствует, что к морским акустическим измерениям, дорогим и малонадежным, следует прибегать только в исключительных случаях.

### 2.1.9. Измерительные объемы в твердых телах

В твердых телах в качестве объектов измерений используют обычно пластины, полосы и стержни. Практикуется также исследование натуральных или модельных конструкций. Серьезное внимание при этом должно быть уделено методам крепления образцов и конструкций, так как заметная утечка звуковой энергии происходит именно через крепления. Другим существенным фактором является возможность существования типов волн, отличающихся от подлежащих измерению, и их влияния на результаты измерений. Обеспечение условий свободного звукового поля в пластинах может производиться путем помещения поглотителей по кромкам пластин (а сами кромки выполняются изрезанными в виде клиньев). В стержнях и полосах практикуется импульсный режим работы.

## § 2.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Акустические сигналы могут существенно отличаться между собой по частоте, амплитуде, фазе, форме огибающей, спектру, корреляционной функции и ряду других параметров. Исходные сигналы являются непрерывными во времени, соответственно и их электрические аналоги, принимаемые электронной аппаратурой, представляют собой разновидности аналоговых сигналов.

В первую очередь следует подразделять акустические сигналы на естественные, т. е. образующиеся в результате протекания какого-либо процесса — работы агрегатов, движения воздуха, ветровых волн на воде и т. п., и искусственные (измерительные), создаваемые специально для проведения тех или иных акустических исследований.

Источники сигналов первого вида, как правило, не могут быть твердо ограничены габаритными размерами, природа их действия

не всегда известна и исследованию подлежит обычно максимальное число параметров с целью выявления и оценки основных характеристик процесса. Источниками сигналов второго вида служат специальные излучатели, характеристики которых заранее известны (или известен процесс излучения), а для исследования представляют интерес изменения, вносимые в этот процесс дополнительными возмущающими факторами (например, изменение акустического поля в районе размещения образца — оценка рассеяния звука препятствиями). Указанное подразделение сигналов носит методический характер, обязывая исследователей при измерении сигналов естественного происхождения производить более подробную их оценку, тогда как для сигналов искусственного характера достаточно измерения одного-двух параметров для определения всего характера процесса.

Существенное значение имеет характеристика постоянства сигналов. Различают стационарные сигналы, параметры которых в пределах заданных усреднений остаются неизменными во времени, и нестационарные. Часто бывает, что стационарные процессы при определенных условиях создают как стационарные, так и нестационарные сигналы. Например, автомобиль, движущийся с постоянной скоростью, создает стационарный шумовой сигнал, принимаемый микрофоном в салоне автомобиля, и нестационарный шум, воспринимаемый неподвижным микрофоном, установленным на пути движения автомобиля.

Большинство акустических процессов естественного происхождения связано с нестационарными явлениями (речь, шумы транспорта, шумы моря и т. д.), тогда как искусственные шумы обычно имеют стационарный характер даже при использовании шумового сигнала.

Для акустических стационарных процессов характерно существование периодических сигналов. Работа электрических машин, двигателей внутреннего сгорания, турбин связана с механическим вращением или передвижением деталей, при котором образуется большое число гармонических составляющих, кратных частоте вращения.

К элементарным акустическим сигналам можно отнести гармонический (синусоидальный, амплитудно-модулированный, частотно-модулированный) стационарный шумовой сигнал с различной полосой частот и формой огибающей спектра, импульсный сигнал с различной длительностью и формой огибающей.

Реальные акустические сигналы, измеряемые электроакустическими приемниками звука, не имеют характера элементарных. Они всегда представляют собой смесь различных по характеру и величине сигналов. В простейшем случае при всяком измерении присутствует помеха — наводка сети, шумы усилителей или нежелательный отраженный сигнал. Очевидно, что производить оценку сложного сигнала можно лишь имея представление о типовых и элементарных сигналах.

Рассмотрим несколько типовых акустических сигналов естественного происхождения:

— шум, создаваемый в воздухе при работе электрических машин. Временная диаграмма звукового давления, существующего в точке приема, показана на рис. 2.13, а. Видно, что сигнал имеет периодический характер:

— шум моря при волнении 5 баллов, воспринимаемый гидрофоном, опущенным на некоторую глубину, показан на рис. 2.13, б. Амплитуда, частота и фаза составляющих этого сигнала нерегулярно изменяются со временем;

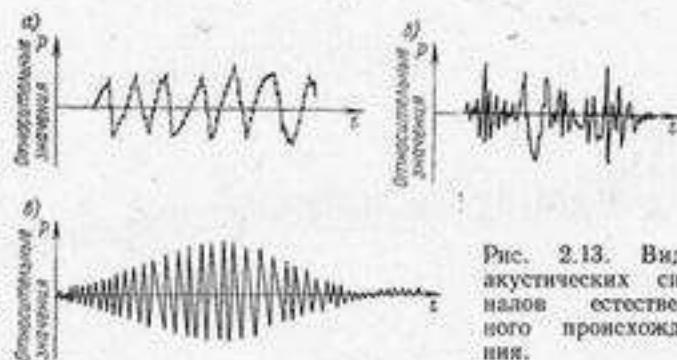


Рис. 2.13. Виды акустических сигналов естественного происхождения.

— шум, воспринимаемый неподвижным микрофоном, мимо которого проезжает автомобиль, представлен на рис. 2.13, в. Наблюдается нарастание шума по мере приближения источника к микрофону и, после максимума, спадание до некоторого уровня, соответствующего шуму в районе микрофона в отсутствии автомобиля. Зависимость такого рода называется характеристикой прохода.

Исследование характера этих и подобных им акустических сигналов заключается в выявлении их характерных особенностей. Установлено (см. рис. 2.13), что особенности по амплитуде, частоте, фазе не могут быть приписаны отдельному периоду сигнала, а только его усреднению за тот или иной промежуток времени. Некоторые виды сигналов, особенно имеющие нестационарный характер (например, характеристики прохода), должны оцениваться с учетом условий измерения, эффекта Доплера, направленности микрофона и т. д.

При проведении акустических исследований часто используют измерительные сигналы, характеристики которых хорошо изучены и поддаются оценке с помощью минимального количества измеряемых параметров. Рассмотрим их основные виды.

### 2.2.1. Синусоидальный (гармонический) сигнал

Математически синусоидальный сигнал может быть представлен в виде временной функции

$$\varphi(t) = A_0 \sin(\omega t + \psi_0), \quad (2.6)$$

где  $A_0$  — амплитуда сигнала;  $\omega$  — угловая частота;  $\psi_0$  — начальный сдвиг фазы.

Этот сигнал (рис. 2.14, а) не имеет ни начальной, ни конечной точки. С метрологической точки зрения такой сигнал является установившимся и измерения его характеристик в промежутке  $t_2 - t_1 > T$  (где  $T = 2\pi/\omega$ ) дадут те же результаты, что и измерения в любом другом промежутке  $t_4 - t_3$ , отвечающем указанным условиям. При акустических исследованиях, проводимых с использованием синусоидального сигнала, могут представлять интерес изменения амплитуды, частоты или фазы сигнала,



Рис. 2.14. Временная (а), спектральная (б) и корреляционная (в) характеристики гармонического сигнала.

возникающие в результате выполнения той или иной измерительной процедуры (например, при внесении в акустическое поле препятствия или оценке изменения этого поля в пространстве).

Если указанные изменения происходят регулярно во времени, то это соответствует амплитудной, частотной или фазовой модуляции гармонического сигнала.

Спектр гармонического сигнала (рис. 2.14, б) характеризуется одной дискретной частотой (что во многих случаях позволяет существенно снизить уровень помех, обладающих частотным спектром, отличающимся от частоты сигнала). Нормированная корреляционная функция  $r_\tau$  гармонического сигнала, характеризующая, как известно, взаимосвязь между значениями сигналов в отдельные моменты времени, также является гармонической (рис. 2.14, в):

$$r_\tau = \cos \omega\tau, \quad (2.7)$$

где  $\tau$  — время задержки, т. е. время между двумя моментами сигнала (см. 5.5.1).

Интервал корреляции, определяющий величину задержки, при которой взаимосвязь между значениями можно считать утраченной, для гармонического сигнала равен бесконечности. Это означает, что все сигналы данной частоты вне зависимости от момента, в котором они рассматриваются, связаны между собой.

### 2.2.2. Белый шум

Стационарный случайный сигнал, распределение амплитуд которого в течение достаточно большого произвольно выбранного промежутка времени  $T$  подчиняется нормальному закону с плотностью вероятности  $\varphi$ :

$$\varphi = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{(x(t) - \bar{x})^2}{2\sigma^2}}, \quad (2.8)$$

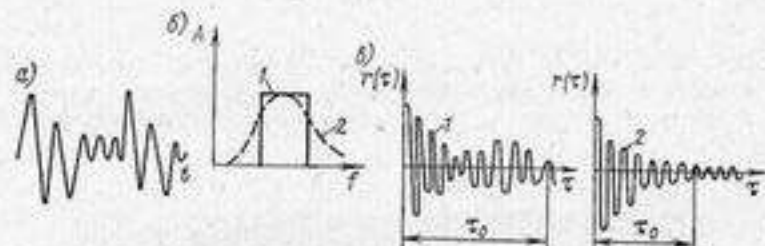


Рис. 2.15. Временная (а), спектральная (б) и корреляционная (в) характеристики шумового сигнала типа белого шума.

1 — с прямоугольной огибающей спектра; 2 — с огибающей спектра колокольной формы.

где  $\bar{x}$  — среднее значение сигнала за выбранный промежуток времени;  $\sigma$  — среднее квадратическое отклонение, равное

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum [x(t) - \bar{x}]^2}{T}}$$

Спектр белого шума имеет характер сплошного, непрерывного и безграничного по частоте. Практически используются сигналы с ограниченным частотным спектром. Распространен шумовой сигнал, обладающий частотным спектром с прямоугольной огибающей и огибающей колокольной формы.

Нормированная корреляционная функция полосы белого шума с прямоугольной огибающей спектра имеет вид (рис. 2.15, в, кривая 1):

$$r_\tau = \frac{\sin(\Delta\omega\tau/2)}{\Delta\omega\tau/2} \cos \omega_0\tau, \quad (2.9)$$

где  $\Delta\omega$  — ширина полосы спектра сигнала;  $\omega_0$  — средняя частота спектра сигнала.

Интервал корреляции (величина задержки, более которой огибающая нормированной корреляционной функции не превышает 0,1) для сигнала этого вида равен

$$\tau_0 = \frac{3,5}{\Delta f} = \frac{7\pi}{\Delta\omega}$$

Нормированная корреляционная функция полосы белого шума с огибающей спектра колокольной формы (рис. 2.15, а, кривая 2) подчиняется экспоненциальному закону спада:

$$r_{\tau} = e^{-\frac{(\Delta\omega)^2 \tau^2}{4\pi}} \cos \omega_0 \tau. \quad (2.10)$$

Интервал корреляции этого сигнала равен

$$\tau_0 = \frac{\pi}{\Delta\omega}.$$

Видно, что полоса шума с колокольной огибающей спектра обеспечивает существенно меньший интервал корреляции, чем



Рис. 2.16. Временная (а) и спектральная (б) характеристики частотно-модулированного сигнала.

такая же полоса шума с прямоугольной огибающей. Это позволяет обеспечивать высокое соотношение сигнал/помеха при измерениях в помещениях ограниченного объема, где помехой является сигнал того же типа, что и измеряемый, поэтому разрешение сигналов может быть сделано лишь на основе их корреляционных временных связей.

Самостоятельное значение имеет разновидность гармонического сигнала — частотно-модулированный сигнал, иногда называемый воющим тоном. Временная функция этого сигнала (рис. 2.16, а) равна

$$\varphi(t) = A_0 \sin(\omega t + \beta \sin \Omega t), \quad (2.11)$$

где  $\Omega$  — модулирующая частота;  $\beta = (\omega_2 - \omega_1)/\Omega$  — индекс модуляции;  $\omega_2 - \omega_1 = \Delta\omega'$  — глубина модуляции.

Спектральный состав частотно-модулированного сигнала характерен широким спектром частот, расположенных по обе стороны от несущей  $\omega_0$  (равной полусумме крайних частот). При этом границы спектра шире, чем крайние частоты модуляции, особенно при малых индексах модуляции. Физически это объясняется тем, что процесс непрерывного изменения частот обуславливает появление дополнительных частотных составляющих. При больших индексах модуляции спектр частотно-модулированного сигнала сосредоточен в области  $\omega_0 \pm \Delta\omega'$  шириной  $2 \Delta\omega'$ .

Нормированная корреляционная функция частотно-модулированного сигнала имеет вид

$$r_{\tau} = \frac{(\Omega\tau/2) r_1(\tau)}{\sin(\Omega\tau/2)}, \quad (2.12)$$

где  $r_1(\tau)$  — коэффициент автокорреляции шумового сигнала с прямоугольной огибающей спектра, ширина полосы которого равна  $\Omega$ .

Интервал корреляции этого сигнала равен

$$\tau_0 = \frac{3,5\pi}{\Delta\omega'}.$$

Частотно-модулированный сигнал обладает несколько худшими свойствами, чем шумовой сигнал (только при большом индексе модуляции приближается к нему, а широкая полоса, характеризующая большой индекс, не всегда удобна), однако имеет преимущество на практике, так как позволяет осуществлять автоматизацию измерений.

### 2.2.3. Импульсный режим

Импульсный режим работы улучшает качество акустических исследований путем использования кратковременных сигналов, обладающих достаточной длительностью, чтобы характеризовать

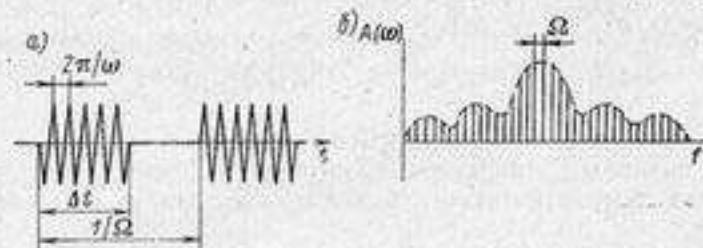


Рис. 2.17. Временная (а) и спектральная (б) характеристики периодического импульсного сигнала.

частоту сигнала, и вместе с тем позволяющих разделить во времени полезные сигналы и сигналы помехи. Распространено применение импульсного периодически повторяющегося сигнала с огибающей прямоугольной формы (рис. 2.17). В первом приближении этот сигнал можно рассматривать как отрезок синусоиды:

$$\varphi(t) = \begin{cases} A_0 \sin \omega t & \text{при } 0 < t < \Delta t; \\ 0 & \text{при } \Delta t \leq t \leq 0, \end{cases} \quad (2.13)$$

где  $\Delta t$  — длительность импульса.

Спектр периодически повторяющихся импульсов является дискретным, причем частотные составляющие отделены друг от друга на величину  $\Omega$ , равную частоте следования. Для относи-

тельно малых частот следования спектр получается близким к сплошному. Ширина спектра периодического импульсного сигнала  $\Delta f$  с прямоугольной огибающей определяется приближенным выражением

$$\Delta f = \frac{7}{\Delta t}$$

Спектр импульсного периодического сигнала с огибающей колокольной формы также является дискретным и имеет колокольную форму, занимая меньшую полосу спектра, чем предыдущий сигнал:

$$\Delta f = \frac{1}{\Delta t}$$

Длительность импульса колокольной формы определяется промежутком времени на уровне 0,707 максимального значения.

#### 2.2.4. Сложение акустических сигналов

Рассмотрим вопросы сложения акустических сигналов на примере двух сигналов. Очевидно, что полученные результаты могут быть распространены на неограниченное количество слагаемых.

Два сигнала со звуковыми давлениями  $p_1$  и  $p_2$  создают результирующий сигнал  $p_z$ :

$$p_z = [p_1^2 + p_2^2 + 2p_1p_2 \cos(\widehat{p_1p_2})]^{1/2}, \quad (2.14)$$

где  $\widehat{p_1p_2}$  — фазовый угол между сигналами.

Если сигналы независимы, то этот угол равен нулю, причем происходит энергетическое сложение — суммируются квадраты амплитуд.

Если сигналы взаимосвязаны, то результирующий сигнал находится в пределах от суммы до разности слагаемых:

$$p_{z \max} = p_1 + p_2; \quad p_{z \min} = p_1 - p_2.$$

В первом случае фазовый угол равен нулю, а во втором —  $\pi$ .

Если один из сигналов полезный, а другой представляет собой помеху, то выгодно выбирать такой вид сигналов, чтобы сложение происходило энергетически, так как при этом допустимая погрешность результата обеспечивается при меньшем соотношении сигнал/помеха. Например, если допустить, чтобы суммарный сигнал  $p_z$  отличался от полезного  $p_1$  на 10%, т. е.  $p_z/p_1 < 1,1$ , то при энергетическом сложении отношение  $p_1/p_2$  должно быть больше или равно 2,2, т. е. полезный сигнал в 2,2 раза больше помехи. Если же сигналы когерентны, то при том же условии  $p_1/p_2 \geq 10$ , т. е. полезный сигнал должен быть, по крайней мере, в 10 раз больше помехи.

#### § 2.3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ПРИ АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ

Рассмотрим вопросы правильного выбора режима работы при измерениях, понимая под этим создание условий, обеспечивающих предполагаемую погрешность измерений не более заданной.

При практических измерениях неизбежно присутствие помехи. В тех случаях, когда помеха обладает общим источником с полезным сигналом (измерения в присутствии отраженных сигналов, помеха реверберационного характера), недопустимо применение гармонического сигнала. Обычно при этом выбирается шумовой режим работы (или частотно-модулированный с большими значениями  $\beta$ ).

Если, например, в формуле (2.5) использовать шумовой и гармонический сигналы, то при неизменной высоте (полагая  $H \gg 0$ ) необходимое расстояние для получения заданного значения  $p_1/p_2$  будет при шумовом сигнале (энергетическое сложение) в 4,5 раза меньше, чем при гармоническом.

На рис. 2.18 показан случай измерения в помещении при наличии одного (для простоты) отраженного сигнала. При сферическом излучении и полном отражении от стены можем написать соотношение

$$p_1 r_1 = p_2 (r_1 + 2r_2)$$

или

$$\frac{p_1}{p_2} = \frac{r_1 + 2r_2}{r_1}.$$

При одном и том же значении  $p_2/p_1 = 1,1$  получаем при гармоническом сигнале  $r_2 = 4,5r_1$ , а при шумовом сигнале  $r_2 = 0,61r_1$ . Таким образом, при энергетическом сложении влияние препятствий сказывается гораздо слабее, измерительные объемы могут быть сделаны меньше. При ограниченных объемах стараются выбрать такой вид сигнала, который имеет меньшее значение интервала корреляции, чтобы сложение сигналов осуществлялось энергетически.

Оценим возможности разделения во времени прямого и отраженного сигналов для условий, представленных на рис. 2.18 в импульсном режиме работы. Чтобы импульс имел достаточно сосредоточенный частотный спектр, он должен содержать не менее шести синусоид несущей частоты. Тогда  $\Delta t = 6/f_0$ , где  $f_0$  — несущая частота. Чтобы отраженный сигнал не суммировался с прямым, необходимо выполнить неравенство  $r_1/c + 6/f_0 < (2r_2 + r_1)/c$

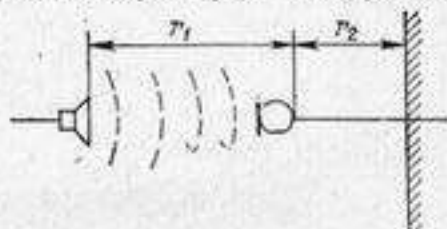


Рис. 2.18. Измерения в помещении при наличии отраженного сигнала.

или  $6/f_0 < 2r_2/c$ , или  $\lambda_0 < 0,3r_2$  ( $r_2 > 3,3\lambda_0$ ), где  $c$  — скорость звука;  $\lambda_0$  — длина звуковой волны несущей частоты в среде.

Если учесть, что на частоте 100 Гц длина волны в воздухе  $\lambda = 3,3$  м, то  $r_2$  должно быть больше 10 м, что практически нереально. Очевидно, что в области низких частот импульсный метод имеет серьезные ограничения. Однако на более высоких частотах (например, уже на 1000 Гц  $r_2$  должно быть больше метра) можно с помощью импульсного режима получать значения сигнала, полностью свободные от влияния отражения от поверхностей.

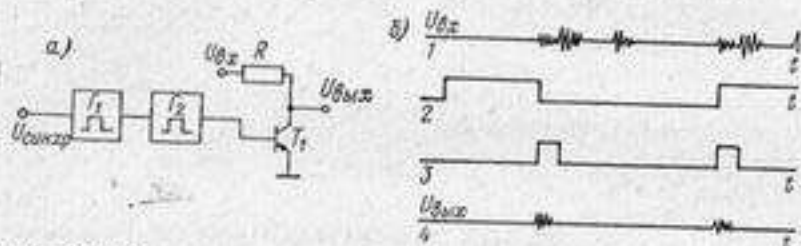


Рис. 2.19. Структурная схема временного селектора (а) и напряжения на элементах его схемы (б).

1 — напряжение на входе электронного ключа; 2 — напряжение на выходе первого мультивибратора; 3 — напряжение на выходе второго мультивибратора; 4 — напряжение на выходе электронного ключа.

Наряду с достоинствами, импульсный режим имеет и недостатки: измерения производятся в полосе частот, аппаратура достаточно сложна, особенно трудно осуществлять регистрацию импульсного сигнала, так как наблюдаемые и четко визуально разделяемые на экране осциллографа полезные и помеховые импульсные сигналы неразделимы при их регистрации вольтметром или самописцем. Для регистрации импульсов на самописцах уровней используют временные селекторы, синхронизированные с генераторами импульсов и выделяющие только полезные сигналы.

Структурная схема типового временного селектора показана на рис. 2.19, а. Он состоит из двух последовательно включенных задержанных мультивибраторов (одновибраторов). Первый задержанный мультивибратор  $G_1$  запускается от генератора импульсов одновременно с импульсом, возбуждающим излучаемый сигнал. Длительность рабочего периода этого мультивибратора определяет момент, когда селектор начинает пропускать полезный сигнал (рис. 2.19, б). Второй мультивибратор  $G_2$  запускается задним фронтом сигнала первого мультивибратора; параметры его цепи разряда определяют длительность времени селекции. Сигнал с выхода этого мультивибратора поступает на управляющую цепь электронного ключа. В отсутствие управляющего сигнала на базе транзистора  $T_1$  насыщен, сопротивление его участка коллектор—эмиттер  $r_0$  мало и делитель  $R - r$  обеспечивает минимальное

значение сигнала на выходе, так как  $R$  выбирается существенно больше  $r_0$  в этом режиме:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} r_0}{R + r_0} \rightarrow 0.$$

Когда на базу транзистора  $T$  поступает положительный управляющий импульс, он запирается, сопротивление коллектор—эмиттер становится большим (существенно больше  $R_0$ ), напряжение на выходе электронного ключа становится равным напряжению на входе, т. е. измеряемый сигнал в этот промежуток времени полностью проходит через электронный ключ. При периодических импульсах на выходе временного селектора образуется периодическая последовательность полезных импульсов (кривая 4 на рис. 2.18, б), которая может быть измерена пиковым вольтметром или зарегистрирована самописцем (также в режиме пикового детектирования).

В заключение перечислим типовые режимы измерений в различных измерительных объемах. В трубах применяется преимущественно импульсный режим работы или частотно-модулированный сигнал; в звукозаглушенных камерах и бассейнах — шумовой сигнал и импульсный; в реверберационных камерах — преимущественно шумовой сигнал, иногда частотно-модулированный. Следует отметить, что, даже несмотря на принимаемые меры звукозаглушения камер и бассейнов, для точных измерений приходится использовать импульсный режим работы, причем частота повторения импульсов выбирается малой, чтобы многократно отраженные импульсы могли затухнуть к началу следующего цикла.

#### § 2.4. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НАПРАВЛЕННЫХ ПРИЕМНИКОВ И ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ЗВУКА В ЗАМКНУТЫХ ОБЪЕМАХ И ПРИ НАТУРНЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ

Как было упомянуто ранее, в качестве измерительных излучателей и приемников звука используются преимущественно ненаправленные преобразователи с размерами значительно меньшими, чем длина звуковой волны. Излучатели этого рода можно заменять точечным источником сферических волн, закон изменения акустического поля с расстоянием хорошо известен, а приемники не возмущают акустического поля, в которое они помещены.

Однако в диапазоне высоких звуковых и особенно ультразвуковых частот, где длина звуковой волны мала, практически невозможно создать ненаправленные излучатели и приемники. Следовательно, необходимо при постановке измерений правильно учитывать возможное влияние направленности на получаемые результаты. Более детальное исследование этого вопроса показывает, что во многих случаях применение направленных приемников и излучателей звука не только не снижает качества измерений, но, напротив, является эффективным средством уменьшения влия-

ния на измерения отражений от поверхности замкнутых измерительных объемов, уменьшает помехи, создаваемые внешними источниками шума (работой производств, движением транспорта, атмосферными условиями), а также упрощает аппаратную часть измерительных трактов.

Рассмотрим более подробно эти вопросы.

#### 2.4.1. Параметры, используемые для оценки направленных свойств преобразователей

Направленность излучателей  $R_\theta$  в направлении угла  $\theta$  оценивается отношением давления, создаваемого излучателем под углом  $\theta$  на расстоянии, где характеристика направленности сформировалась к максимальному

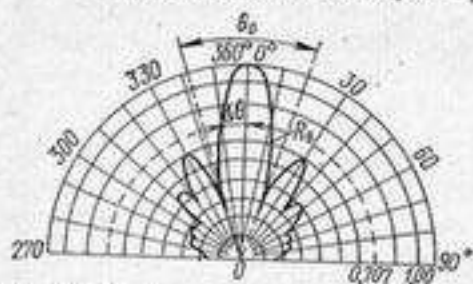


Рис. 2.20. Параметры, используемые для оценки направленных свойств преобразователя.

давлению на этом же расстоянии. Направление максимального давления называется осью характеристики направленности; от нее производится отсчет углов. Зависимость приведенного отношения от углов называется характеристикой направленности (рис. 2.20).

*Характеристика направленности приемника* представляет собой зависимость

от углов падения отношения сигнала, возникающего на приемнике при падении на него звуковой волны под углом  $\theta$  к сигналу, возникающему по оси характеристики (т. е. к максимальному сигналу). Для обратимых преобразователей характеристики направленности одинаковы в режимах излучения и приема.

*Острота направленного действия* преобразователя приближенно оценивается углом раствора характеристики направленности  $\theta_0$ , охватывающим основной максимум характеристики направленности (см. рис. 2.20); вторичные максимумы и неравномерности характеристики направленности при этом игнорируются.

Пространственная интегральная направленность излучателей и приемников звука оценивается *коэффициентом осевой концентрации* (или просто коэффициентом концентрации)  $K$ .

Коэффициент концентрации показывает, во сколько раз интенсивность звука по оси характеристики направленности направленного излучателя больше интенсивности в той же точке ненаправленного излучателя равной мощности. Коэффициент концентрации всегда больше единицы или равен ей. Коэффициент концентрации приемного устройства показывает, во сколько раз меньше энергии от равномерно распределяемых источников в окружаю-

щем пространстве действует на направленный приемник, чем на ненаправленный приемник той же чувствительности.

Коэффициент концентрации обратимого преобразователя в режиме излучения и приема одинаков.

Характеристикой, играющей важную роль при использовании направленных систем в акустических измерениях, является *острота изменения характеристики направленности* в районе максимума. Она оценивается углом  $\Delta\theta$ , на котором амплитуда характеристики направленности убывает до заданного уровня ее максимального значения (обычно до уровня 0,707).

Иногда используют понятие *ширины характеристики направленности* (по аналогии с полосой пропускания фильтра), оценивая ее величиной  $2\Delta\theta = \theta_{0.7}$ .

С точки зрения обеспечения высокой точности измерений и получения наибольших преимуществ при использовании непрерывных систем последние должны иметь малый угол раствора  $\theta_0$  при больших значениях  $K$  и  $\Delta\theta$ .

Хотя известны методы расчета перечисленных свойств направленности преобразователей любой формы, однако характери-

Таблица 2.1

Вид антенны	Характеристика направленности $R_\theta$	Угол раствора характеристики направленности $\theta_0$	Острота максимума характеристики направленности на уровне 0,707 $\Delta\theta$	Коэффициент концентрации $K$
Односторонний диск	$\frac{2J_1\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta}$	$2 \arcsin \frac{1,2\lambda}{D}$	$0,48 \frac{\lambda}{D}$	$\frac{\pi^2 D^2}{\lambda^2}$
Диполь	$\cos \theta$	$\pi$	0,25	3
Линейная система	$\frac{\sin\left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta}$	$2 \arcsin \frac{\lambda}{L}$	$0,42 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{2L}{\lambda}$
Цилиндр	$\sqrt{\frac{[J_0^2(X_1) + J_1^2(X_1) \cos^2 \theta] \times \sin^2 X_2}{[J_0^2(X) + J_1^2(X)] X_2}}$	$2 \arcsin \frac{\lambda}{L}$	$0,42 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{2L}{\lambda}$

Примечание.  $D$  — диаметр преобразователя;  $J_0, J_1$  — функции Бесселя 1-го рода;  $\lambda$  — длина звуковой волны;  $L$  — длина преобразователя. Формулы даны для условий  $D > \lambda$ ;  $L_1 > \lambda$  и  $d \ll \lambda$ , где  $d$  — расстояние между излучателями в диполе,  $X = \pi D/\lambda \cos \theta$ ;  $X_1 = \pi D/\lambda$ ;  $X_2 = \pi L/\lambda \sin \theta$ .

стики направленности, получаемые расчетным и экспериментальным путем, не всегда совпадают из-за большого числа конструктивных и технологических факторов, не поддающихся теоретическому учету. Поэтому при необходимости использования точных характеристик направленности их получают путем измерений (см. гл. 4).

Обычно при измерениях используются простые направленные устройства — односторонний диск, цилиндр, диполь.

Приближенные формулы для расчета характеристик направленности, угла раствора характеристики направленности, коэффициента концентрации и угла  $\Delta\theta$ , полезные для оценки возможностей использования направленных устройств, даны в табл. 2.1. Приведенные в таблице значения относятся к излучению или приему одной гармонической частоты.

#### 2.4.2. Характеристики направленности в полосе частот

При работе в полосе частот, с чем практически приходится встречаться довольно часто, направленности на нижней и верхней частотах диапазона будут различаться. Однако с известным приближением можно пользоваться формулами, действительными для средней частоты, равной частоте рассматриваемого диапазона.

Оценим условия, при которых это можно делать на примере прямоугольной излучающей пластины. Полученные результаты могут быть распространены и на другие виды преобразователей.

Характеристика направленности пластины равна

$$R_{\theta} = \frac{\sin\left(\frac{\pi l}{c} \sin\theta\right)}{\frac{\pi l}{c} \sin\theta}, \quad (2.15)$$

где  $l$  — линейный размер пластины;  $c$  — скорость звука в среде;  $\theta$  — угол отсчета от нормали.

Угол раствора основного лепестка определяется формулой

$$\sin\frac{\theta_0}{2} = \frac{c}{\pi l}.$$

Положим что пластины возбуждаются непрерывным спектром в полосе частот  $\Delta f = f_2 - f_1$  с неизменной интенсивностью. Квадрат характеристики направленности определяется выражением

$$R_{\theta}^2 = \frac{\int_{f_1}^{f_2} \left[ \frac{\sin(\pi l f \sin\theta/c)}{\pi l f \sin\theta/c} \right]^2 df}{\int_{f_1}^{f_2} df} =$$

$$= \frac{c}{2\pi \Delta f \sin\theta} \left[ \frac{\cos 2x}{x} + 2\text{Si}(2x) - \frac{1}{x} \right]_{\pi l f_1}^{\pi l f_2},$$

где  $x = (\pi l \sin\theta)/\lambda$ ;  $n = (\pi l/c) \sin\theta$ ;  $\text{Si}(2x)$  — интегральный синус, т. е.  $\int_0^{2x} (\sin 2x/2x) dx$ .

Преобразуя, получаем

$$R_{\theta}^2 = \frac{c}{\Delta f 2\pi l \sin\theta} \left[ \frac{\delta(1 - \cos 2nf_0 \cos n\Delta f) - \sin 2nf_0 \sin n\Delta f}{nf_0(1 - \delta^2)} + \right.$$

$$\left. + \text{Si} 2nf_0(1 + \delta) - \text{Si} 2nf_0(1 - \delta) \right], \quad (2.16)$$

где  $f_0 = (f_1 + f_2)/2$ ;  $\delta = \Delta f/2f_0$ .

Полагаем, что  $\delta < 1$ ;  $n\Delta f < 1$ . Интегральные синусы раскладываем в ряды Тейлора и пренебрегаем членами второго порядка малости с множителем  $\delta^2$ , а  $(1 - \delta^2)$  считаем равной единице. Тогда значение (2.16)

$$R_{\theta}^2 = \frac{1}{n\Delta f} \left[ \frac{\delta(1 - \cos 2nf_0 \cos n\Delta f) - \sin 2nf_0 \sin n\Delta f}{nf_0} + \right.$$

$$\left. + 4nf_0\delta \text{Si}'(2nf_0) \right],$$

где  $\text{Si}'(2nf_0)$  — производная первого порядка от интегрального синуса.

Используя разложения  $\sin(n\Delta f)$  и  $\cos(n\Delta f)$ , при  $n\Delta f < 1$ , получаем

$$R_{\theta}^2 = \frac{1 - \cos 2nf_0}{2f_0^2 n^2} = \frac{\sin^2 nf_0}{n^2 f_0^2}.$$

Отсюда характеристика направленности в полосе частот

$$R_{\theta} = \frac{\sin nf_0}{nf_0}. \quad (2.17)$$

Таким образом, при условии  $\delta < 1$  и  $n\Delta f < 1$  характеристика направленности пластины, возбуждаемой в полосе частот, оказывается такой же, как и на дискретной частоте  $f_0$ , равной средней частоте диапазона.

Условие  $\delta = \Delta f/2f_0 = (f_2 - f_1)/(f_2 + f_1) < 1$  выполняется всегда. Условие  $\Delta f/n < 1$  можно представить в виде

$$n\Delta f = \frac{\pi \Delta f \sin\theta}{f_0 \sin\frac{\theta_0}{2}} < 1. \quad (2.18)$$

Отсюда следует, что в пределах основного максимума направленности (определяемого углом  $\theta_0$ ) характеристика сможет рассчитываться по формуле (2.17), если  $\Delta f < f_0/\pi$ , а при выполнении условия

$$\Delta f < \frac{f_0 \lambda}{\pi l} \quad (2.19)$$

можно выполнять расчет для всего полупространства.

Аналогичный вывод может быть сделан для значения коэффициента концентрации.

Следовательно, при условии выполнения (2.18) или (2.19) расчет характеристики направленности и коэффициента концентрации преобразователей, работающих в полосе частот, может с достаточной для практики точностью производиться по формулам для дискретной средней частоты используемого диапазона частот. Это можно выполнить при ширине полосы частот не менее 1/3-октавы.

#### 2.4.3. Применение направленных систем при акустических измерениях

Рассмотрим применение направленных излучателей и приемников звука при оценке акустических свойств помещений.

При приеме диффузного звука направленным приемником его чувствительность  $M_d$  отличается от чувствительности того же приемника по оси характеристики направленности, измеренной в поле бегущей волны  $M_0$ :

$$M_d = \frac{M_0}{\sqrt{K}} \quad (2.20)$$

Физически это объясняется тем, что в диффузном поле на направленный приемник действуют только составляющие суммарного давления, приходящие из зоны его направленности (рис. 2.21)

При измерении в помещении направленным приемником прямого звукового луча в присутствии диффузного поля отраженных лучей допустимое расстояние  $r$ , в пределах которого значение прямого сигнала в  $N$  раз больше суммарного значения диффузных сигналов, равно

$$r = \sqrt{\frac{\alpha SK}{16\pi(1-\alpha)N^2}} \quad (2.21)$$

При равном значении  $N$  направленным приемником можно производить измерения на расстоянии в  $\sqrt{K}$  раз большем, чем при ненаправленном приемнике.

Применение направленного излучения и приема при совпадении осей направленности (рис. 2.22) дает еще большие возможности для увеличения расстояния

$$r = \sqrt{\frac{\alpha SK_1 K_2}{16\pi(1-\alpha)N^2}} \quad (2.22)$$

где  $K_1$ ,  $K_2$  — коэффициенты концентрации излучателя и приемника.

Например, используя цилиндры с длиной  $L = 2\lambda$  ( $K = 4$ ), получаем, что расстояние, в пределах которого сигнал в заданное число раз больше помехи, увеличится в 4 раза.

Применение направленного приема при правильной ориентации преобразователя снижает уровень внешних шумов от работы соседних предприятий, транспорта. Могут быть устранены нежелательные отражения от отдельных конструкций внутри помещения.

Направленные преобразователи, помещаемые около отражающих поверхностей (но не ближе  $\lambda$ ) так, чтобы характеристика направленности была ориентирована минимумом в сторону этой поверхности, позволяют существенно расширить рабочий объем, в котором могут производиться измерения.

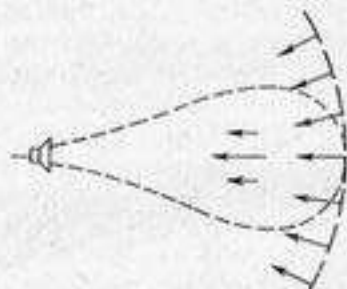


Рис. 2.21. Воздействие диффузного звукового поля на направленный приемник. 1 — диффузное поле; 2 — зона направленности приемника; 3 — приемник.

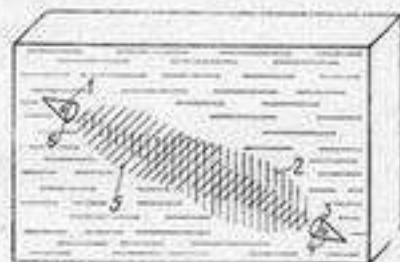


Рис. 2.22. Применение направленного излучения и приема в помещении. 1 — излучатель; 2 — зона направленности излучателя; 3 — приемник; 4 — зона направленности приемника; 5 — рупор; 6 — рупор.

Прежде чем использовать направленные устройства при измерениях, необходимо убедиться в отсутствии влияния боковых лепестков характеристик направленности, так как на высоких частотах на отдельных углах они могут быть соизмеримы с основным лепестком.

Существенным недостатком использования направленных устройств является влияние на погрешность измерений неточности установки и ориентации преобразователей или измеряемых объектов. Погрешность установки составляет 3—5 см, угол отклонения от оси характеристики направленности может достигать  $6^\circ$ . Погрешность в измерении амплитуды сигнала будет при этом определяться остротой изменения максимума направленности. На высоких частотах (более 50 кГц) такого рода погрешность может быть значительной, поэтому целесообразно производить подстройку по максимуму принимаемого сигнала.

Часто к ненаправленным преобразователям добавляют отражательные (рефлекторные) устройства: рупоры, конусы, параболоиды, превращающие их в направленные системы. К направленным системам следует отнести также конструкции различных отражающих экранов, диафрагм и других элементов, позволяющих уменьшить показание нежелательной части звуковой энергии на приемник. Все эти меры нуждаются в тщательной экспериментальной

ной проверке перед их использованием при количественных измерениях.

В натуральных условиях применение направленных приемных систем позволяет существенно снизить влияние внешнего шума на результаты измерений. В частности, при измерениях в море, где основной помехой является шум моря (в первом приближении имеющий характер диффузного звукового поля в широкой полосе частот), сигнал помехи, воспринимаемый направленным приемником, будет в  $\sqrt{K}$  раз меньше, чем принимаемый ненаправленным приемником такой же чувствительности, как и по оси направленности.

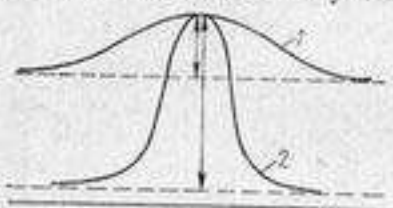


Рис. 2.23. Характеристика прохода судна мимо гидрофона при использовании ненаправленного (кривая 1) и направленного (кривая 2) приема.

Если при этом приемник ориентирован в направлении измеряемого шума, то соотношение сигнал/помеха увеличивается тоже в  $\sqrt{K}$  раз. Например, для измерения характеристик прохода судов с той же погрешностью, вызываемой неточностью их движения, как и при измерении ненаправленным приемником, можно применить цилиндрический приемник. Расположив цилиндр поперек движения измеряемого судна, получим резкое улучшение отношения сигнал/помеха при прохождении траверза, как это видно из рис. 2.23.

## § 2.5. УЧЕТ ЯВЛЕНИЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ И ДИФРАКЦИИ ЗВУКА ПРИ ПОСТАНОВКЕ АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

### 2.5.1. Интерференционные явления

Интерференция звука представляет собой результат сложения двух или нескольких когерентных колебаний, действующих одновременно в одной области пространства. Математически это определяется выражением

$$\overline{p_1(t) p_2(t)} \neq 0.$$

Линия над произведением обозначает усреднение за промежуток времени, больший, чем периодичность каждого сомножителя.

Явления интерференции существенно влияют на характер акустического поля, определяют направленность распространения звука и могут серьезно изменить результаты акустических измерений. В результате измерений при этом могут быть внесены систематические ошибки или повторяемость измерений будет плохой.

Наиболее сильно интерференция сказывается при использовании синусоидальных сигналов. При общем источнике все

преломленные, рассеянные и отраженные волны в определенной степени когерентны между собой независимо от времени усреднения.

Даже в диффузном поле шумовые сигналы на некотором расстоянии от отражающих препятствий оказываются когерентны между собой. Это объясняется коррелированностью сигналов, падающих и отраженных под различными углами, в результате чего в этих областях образуются интерференционные картины. Рассмотрим возможность их возникновения.

Давление  $p_x$  на расстоянии  $x$  от полностью отражающей поверхности для синусоидальной волны можно представить в виде

$$p_x = p_0 [\cos \omega t + \cos (\omega t + 2 kx \cos \theta)],$$

где  $p_0$  — амплитуда давления в падающей волне;  $\theta$  — угол падения звуковой волны.

Пользуясь формулами тригонометрического преобразования, представим эту формулу в виде

$$p_x = 2p_0 \cos(kx \cos \theta) \cos(\omega t + kx \cos \theta).$$

Член  $\cos(kx \cos \theta)$  характеризует зависимость давления от расстояния и угла падения звука.

Суммарное реверберационное поле можно рассматривать как наложение интерференционных картин, образуемых волнами, падающими под различными углами. Среднее значение давления перед отражающей поверхностью определится выражением

$$p_{cp} = \sqrt{\overline{p^2}} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} p_x^2 \sin \theta d\varphi d\theta \right]^{1/2}.$$

Таким образом, интегрирование производится по всем направлениям падения звука.

Интегрирование дает следующее значение:

$$p_{cp} = p_0 \left( 1 + \frac{\sin 2kx}{2kx} \right)^{1/2},$$

где  $k$  — волновое число.

Аналогичные выражения могут быть получены для пространственного распределения перед границами и углами помещений (рис. 2.24), причем среднее давление вблизи границ существенно превышает давление  $p_0$  в диффузном поле.

При использовании шумового или частотно-модулированного сигнала, обладающего протяженным частотным спектром, среднее

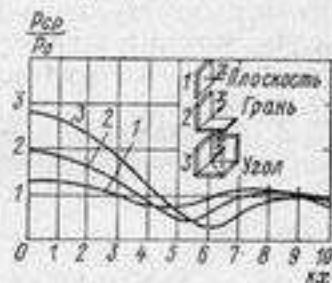


Рис. 2.24. Изменение среднего квадратичного давления в помещении вблизи отражающей плоскости, грани и угла.

значение давления определяется интегралом в рабочей полосе частот:

$$p_{cp} = p_0 \left[ 1 + \frac{1}{k_1 - k_2} \int_{k_1}^{k_2} \frac{\sin 2kx}{2kx} dk \right]^{1/2}. \quad (2.23)$$

Расчеты показывают, что при ширине полосы в октаву интерференционная картина мало изменяется и остается еще заметной при ширине полосы пять октав.

Из формулы (2.23) и рис. 2.24 следует, что указанная неравномерность простирается на расстояние порядка длины звуковой волны, поэтому в таких пределах от отражающих поверхностей недопустимо размещать излучатели, приемники или объекты измерений.

В реверберационной камере поправка на интерференцию в центре помещения определяется из формулы

$$\frac{p_p}{p_n} = \left[ 1 + \frac{\lambda}{4a} + \frac{\lambda}{4b} + \frac{\lambda}{4d} \right]^{1/2},$$

где  $p_p$  — среднее давление без учета интерференции;  $p_n$  — среднее давление с учетом интерференции;  $a, b, d$  — размеры помещения. Поправка может стать заметной, если длина волны соизмерима хотя бы с одним из размеров помещения.

Если поверхности помещения не полностью отражают звук, то интерференционные поправки будут выражены слабее.

Недостаточная диффузность реверберационных камер также объясняется в большинстве случаев интерференционными явлениями. Для их устранения и улучшения диффузности в камерах используются рассеивающие элементы в виде изогнутых пластин в форме полуцилиндров, сегментов шара из материалов с малыми потерями (фанера, гетинакс). Свободно расположенные рассеиватели улучшают качество даже неудовлетворительных по диффузности реверберационных камер.

Допустимое количество рассеивателей  $n$  определяется из приближенной формулы

$$n = \frac{S_k}{4\sigma_s} \ln \left( 1 - \frac{s}{S_k} \right),$$

где  $\sigma_s$  — сечение рассеяния одиночного рассеивателя;  $s$  — площадь, занятая рассеивателем;  $S_k$  — поверхность камеры без рассеивателей.

Заметим, что направленность излучения и приема, описанная ранее, также обуславливается явлением интерференции. При этом следует иметь в виду, что сформировавшаяся зона направленности

(определяемая расчетными соотношениями, приведенными в табл. 1) образуется на расстоянии  $r$  от источника

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda},$$

где  $D$  — максимальный размер источника. На более близком расстоянии от источника звуковое поле имеет сложный нерегулярный характер, большей частью не поддающийся элементарному расчету. Это также необходимо учитывать при измерениях.

### 2.5.2. Дифракционные явления

Дифракционные явления связаны с отклонением распространения звука от прямолинейного пути, т. е. с нарушением законов геометрической акустики. При этом звук может огибать препятствия, образуя акустическое поле в местах, куда не проникает прямолинейный луч от источника. Как и интерференция, дифракция обратима, т. е. дифракционные особенности, присущие излучаемому телу, в определенной степени присущи ему как приемнику, и наоборот.

На практике в подавляющем большинстве случаев явления дифракции и интерференции существуют одновременно, так как дифракция вызывает разделение путей звуковых волн, т. е. создание нескольких когерентных волн, которые, складываясь в ряде мест пространства, образуют интерференционные картины.

Явление дифракции в первую очередь определяется волновыми размерами препятствий, а также и их акустическими свойствами.

Учет возможных проявлений дифракции необходим в каждом эксперименте, в противном случае могут быть допущены серьезные ошибки в результатах измерений и их оценке.

Рассмотрим некоторые характерные проявления дифракционных эффектов и меры по устранению их влияния на результаты.

### 2.5.3. Учет явлений дифракции при измерении коэффициента поглощения образцов в реверберационных камерах

Рекомендованный международным стандартом (ISO/R3382) порядок измерений предусматривает измерение времени стандартной реверберации (время спада давления после выключения сигнала на 60 дБ) в реверберационной камере без образца  $T_1$  и с образцом  $T_2$ . Коэффициент поглощения образца площадью  $\alpha$  определяется из выражения

$$\alpha = \frac{kV}{S} \left( \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right), \quad (2.24)$$

где  $V$  — объем реверберационной камеры.

Измерения и соответствующие расчеты показывают, что при равной суммарной площади образцов, но разных их размерах, значения оказываются различными (если размеры образцов соизмеримы с длиной звуковой волны). Физически это дифракционное явление, называемое краевым эффектом, определяется тем, что колеблющиеся края образца, граничащие с поверхностями камеры или среды ее заполняющей, возбуждают колебания окружающих частиц. При этом происходит увеличение эквивалентной площади поглотителя.

Эмпирическая зависимость между полученным по формуле (2.24) коэффициентом поглощения и истинным поглощением для безграничных размеров образца  $\alpha_\infty$  выражается формулой

$$\alpha = \alpha_\infty \left( 1 + \frac{\eta \lambda}{2\pi d} \right),$$

где  $\eta = 50Y^2$  ( $Y$  — относительная акустическая проводимость испытуемого материала);  $\lambda$  — длина волны звука в воздухе;  $d$  — размеры образца.

Однако значение акустической проводимости испытуемых материалов неизвестно.

На рис. 2.25 показана для примера зависимость поглощения, полученного при расчете по формуле (2.24), от отношения размера образца к длине звуковой волны. Кривые 1, 2 и 3 соответствуют трем группам образцов с различным поглощением. Видно, что краевые эффекты сильнее проявляются при большем поглощении образца. При малом поглощении ( $\alpha < 0,3-0,4$ ) краевой эффект не сказывается, даже если  $d/\lambda = 1$ .

Рис. 2.25. Зависимость коэффициента поглощения от волновых размеров образца для образцов с большим (кривые 1 и 2) и малым (кривая 3) поглощением.

Правильное измерение коэффициента поглощения в области малых значений  $d/\lambda$  выполняется путем сравнения полученных значений коэффициента поглощения с результатами для известных образцов таких же размеров. Например, если отношение  $d/\lambda = 4$  (см. рис. 2.25) получено значение  $\alpha = 1,2$ , то это означает, что истинное значение коэффициента поглощения равно 0,8 (кривых, используемых для оценки, должно быть более трех, показанных на рис. 2.25).

#### 2.5.4. Учет дифракции при измерении звукоизоляции образцов материалов в виде пластин

Один из способов измерения звукоизоляции материалов заключается в том, что между излучателем и приемником помещается пластина испытуемого материала. Звукоизоляция равна разности

уровней звукового давления, воспринимаемого приемником без пластины и при ее наличии. В случае если размеры пластины меньше  $30-50\lambda$ , наблюдается значительное влияние дифракционных эффектов. На рис. 2.26 показано распределение звукового давления позади пластины на малом расстоянии от нее. Наблюдающееся чередование максимумов и минимумов объясняется



Рис. 2.26. Распределение звукового давления позади пластин.  $t$  — толщина.

интерференцией дифрагированных звуковых волн от разных сторон пластины, а также волн, прошедших через пластину. Интерференция образуется и в зоне сбоку от пластины, свидетельствуя о возбуждении колебаний в среде краями пластины. Если аналогичные измерения поля провести на большем расстоянии от пластины, то дифракционное влияние выражается еще сильнее, а на расстояниях, удовлетворяющих неравенству  $r > d^2/4\lambda$  (где  $d$  — размер пластины), звуковое поле практически не изменяется при наличии или отсутствии пластины. Из приведенных кривых видно, что даже небольшое перемещение приемника может вызвать заметное изменение получаемого результата. Усреднение интерференционных картин по некоторой площади позади пластины позволяет получить более близкие к теоретическим значения звукоизоляции.

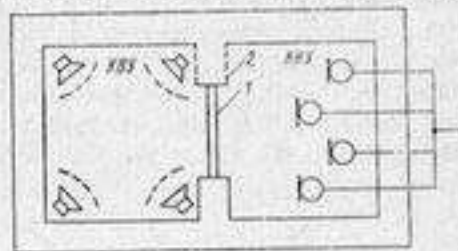


Рис. 2.27. Измерение звукоизоляции образцов материалов в камерах высокого (КВУ) и низкого (КНУ) уровней. 1 — образец материала; 2 — звукопроницаемый экран.

Е. Л. Шендеров разработал методику автоматического усреднения в соответствии с которой позади измеряемой пластины помещают плоскую решетку из нескольких десятков точечных приемников, соединенных параллельно. Размеры решетки меньше размеров пластины.

Звукоизоляцию материалов в воздухе определяют путем использования камеры высокого и низкого уровней (рис. 2.27), между которыми в звукопроницаемом экране помещают обра-

зец. Дифракционные эффекты при этом выражены заметно слабее, но не исключаются совсем. Усреднение данных по поверхности и в этом случае повысит качество измерений.

### 2.5.5. Дифракционные постоянные приемников и излучателей звука

Любой реальный излучатель и приемник звука искажают звуковое поле. Для излучателя искажения проявляются в том, что создаваемое звуковое давление отличается от давления точечного излучателя той же производительности, а для приемника — в изменении значений давления на приемнике по сравнению со значением давления при его отсутствии.

Оценка этих явлений производится по дифракционной постоянной. Для излучателя это отношение давления, вырабатываемого преобразователем в точке дальнего поля, к давлению, создаваемому в этой же точке точечным излучателем той же производительности, помещенным в акустическом центре реального излучателя. Для приемника — отношение среднего звукового давления, действующего на его заторможенную диафрагму, к давлению в той же точке при отсутствии приемника.

При равных размерах излучателя и приемника их дифракционные постоянные равны. Проведем доказательство этого. Излучатель производительностью  $A_0 = \xi S$  (где  $\xi$  — колебательная скорость,  $S$  — площадь излучателя) создает давление  $p$  в точке на расстоянии  $r$  (в дальнем поле). Помещенный в эту же точку точечный источник производительностью  $A$  создает на заторможенном излучателе давление  $p_n$ . Согласно классическому соотношению взаимности

$$\frac{p}{A_0} = \frac{p_n}{A}; \quad (2.25)$$

$$D = \frac{p_n}{p_c},$$

где  $p_c$  — давление в свободном поле, создаваемое точечным источником на месте излучателя. Тогда

$$\frac{p}{A_0} = D \frac{p_c}{A}.$$

Но для точечного источника

$$p_c = \frac{A p_c}{2r\lambda},$$

где  $p_c$  — волновое сопротивление среды. Следовательно,

$$\frac{p}{A_0} = D \frac{p_c}{2r\lambda}. \quad (2.26)$$

Если теперь точечный источник с производительностью  $A_0$  поместить на место акустического центра преобразователя, то давление  $p_0$  в той же точке, что и ранее, будет равно

$$p_0 = \frac{\rho c}{2r\lambda} A_0. \quad (2.27)$$

Следовательно,

$$D = \frac{p}{p_0}. \quad (2.28)$$

Сопоставляя (2.25) и (2.28), видим, что дифракционные постоянные излучателя и приемника равных размеров (в нашем примере взят обратимый преобразователь) равны.

Значение  $D$  может изменяться от 0 до 2, причем оно зависит от направления

$$D_\theta = D_0 R_\theta,$$

где  $D_0$  — дифракционная постоянная в направлении оси характеристики направленности;  $R_\theta$  — направленность под углом  $\theta$ .

Найдем связь между дифракционной постоянной, коэффициентом концентрации и активным сопротивлением излучения.

Мощность направленного излучателя  $P$  можно выразить формулой

$$P = \frac{\rho^2 4\pi r^2}{\rho c K}.$$

Эту же мощность можно выразить через производительность и активное сопротивление излучения  $R_n$ :

$$P = \frac{A_0^2 R_n}{S_0^2}.$$

Приравняв эти выражения с учетом равенства (2.26), получим

$$D = \frac{\lambda}{S_0} \sqrt{\frac{R_n K}{\pi \rho c}} = \sqrt{\frac{R_n \lambda^2 K}{\pi \rho c S_0^2}}.$$

Отсюда, учитывая, что для сферы

$$R_n = \rho c S_0 \frac{k^2 R^2}{1 + k^2 R^2}, \quad K = 1,$$

где  $k = 2\pi/\lambda$ ;  $R$ ,  $S_0$  — радиус и поверхность сферы, получаем

$$D_{сф} = \frac{1}{(1 + k^2 R^2)^{1/2}}. \quad (2.29)$$

Используя выражения для  $R_n$  и  $K$ , из табл. 1 для цилиндра найдем его дифракционную постоянную

$$D_n = \frac{2}{\pi k R [J_1^2(kR) + N_1^2(kR)]^{1/2}}. \quad (2.30)$$

Для плоской поверхности

$$D_{\text{пл}} = 1 + \frac{R_{\text{пл}}}{\rho c S_0}$$

При  $kR > 1$  значение  $R_{\text{пл}}$  стремится к величине  $\rho c S$ , значение  $D_{\text{сф}}$  и  $D_{\text{пл}}$  — к нулю, а  $D_{\text{д}}$  — к 2.

Значения  $D_{\text{сф}}$ ,  $D_{\text{пл}}$  и  $D_{\text{д}}$  в зависимости от  $kR$  показаны на рис. 2.28.

Дифракционные постоянные позволяют оценить возможность влияния дифракции на результаты измерений и выбрать такие преобразователи, которые обеспечивают минимальные искажения этого рода (и вместе с тем достаточную чувствительность).

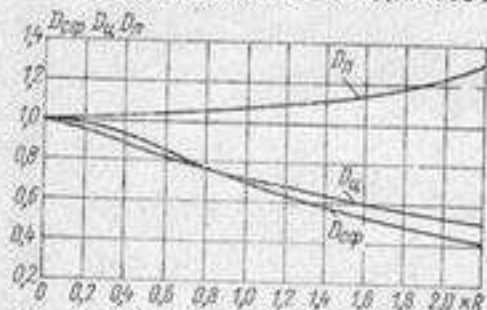


Рис. 2.28. Зависимость дифракционных постоянных для сферы, цилиндра и диска от значения  $kR$  (где  $R$  — радиус).

объема. Поддерживая неизменным возбуждение излучателя, измеряют напряжения  $U_1$  и  $U_2$  на выходе приемника в первом и втором случаях.

Постоянная дифракция  $D_x$  равна

$$D_x = \frac{c}{f} \sqrt{\frac{r U_1}{\pi V U_2}}$$

где  $c$  — скорость звука в среде;  $f$  — частота;  $V$  — объем камеры.

Если устанавливать одно и то же напряжение на выходе измерительного тракта путем регулировки децибельного делителя напряжения, то, определив отсчеты  $k_1$  и  $k_2$  по шкале делителя, получим  $D_x$ , дБ:

$$D_x = \frac{1}{2} (k_1 - k_2) + N,$$

где  $N = (c/f) \sqrt{r/\pi V}$  выражается в децибелах относительно единицы, если  $c$ ,  $f$ ,  $r$  и  $V$  даны в системе СИ.

Постоянная дифракции позволяет переходить при измерениях от чувствительности по давлению к чувствительности по полю.

## 2.5.6. Влияние на результаты измерений дифракции и интерференции на элементах крепления

Необходимо при измерениях учитывать возможное влияние дифракции и интерференции на элементах крепления излучателей, приемников звука и макетов. Даже когда размеры этих креплений меньше длины звуковой волны в среде, возможно заметное воздействие дифракции на результат измерений. При этом играют роль волновые размеры приемника, размеры препятствий, расстояние и угол, под которым они оказываются по отношению к приемнику звука. Влияние дифракции и интерференции может сказаться как на увеличении, так и уменьшении звукового поля.

При постановке каждого эксперимента необходимо тщательно анализировать возможность влияния интерференции и дифракции на результат измерений, не помещать измерительные элементы вблизи отражающих поверхностей, уменьшать размеры креплений и т. д.

## Глава 3. ГРАДУИРОВКА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

### § 3.1. ГРАДУИРОВКА ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАКТОВ. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ГРАДУИРОВКА ТРАКТОВ

Термин «градуировка» означает выполнение измерительной процедуры, в результате которой получают количественные характеристики измерительного тракта или преобразователя в рабочем диапазоне частот. К таким характеристикам могут быть отнесены: определение поправок к показаниям приборов тракта, чувствительности в режиме излучения или приема, характеристики направленности и коэффициента концентрации.

Термин «калибровка» означает процедуру, устанавливающую соответствие характеристик измерительного тракта (реже преобразователя) своим номинальным параметрам или паспортным данным. Калибровка должна подтвердить, что характеристики используемого устройства соответствуют полученным при градуировке. Эти термины часто путают главным образом потому, что по-английски градуировка — calibration.

Градуировку производят сравнительно редко (при комплектации измерительного тракта, перед началом испытаний), калибровку же рекомендуется выполнять многократно, через каждые два-три часа работы. Это обуславливает и различие методов их осуществления.

Любой современный измерительный акустический тракт включает в себя акустическую часть, в которой электрическая энергия преобразуется в акустическую (излучатель звука) и наоборот (приемник звука), и электронную часть, где создаются электрические сигналы (генератор), усиливаются и преобразуются в форму, удобную для регистрации, визуального наблюдения или дальнейшей обработки. Структурная схема типового акустического измерительного тракта приведена на рис. 3.1.

Типовой измерительный тракт включает излучающую и приемную части. В состав излучающей части входят: генератор электрических непрерывных колебаний, импульсный модулятор для тех

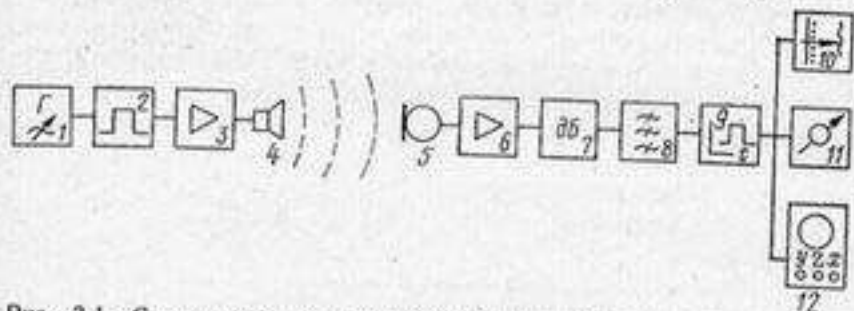


Рис. 3.1. Структурная схема типового акустического измерительного тракта.

1 — генератор непрерывных колебаний; 2 — импульсный модулятор; 3 — усилитель мощности; 4 — излучатель звука; 5 — приемник звука; 6 — предварительный усилитель; 7 — децибелный делитель; 8 — фильтр; 9 — временной селектор; 10 — самописец уровней; 11 — электронный вольтметр; 12 — осциллограф.

случаев, когда излучение звука производится импульсами, усилитель мощности и электроакустический преобразователь, используемый как излучатель звука. В качестве измерительного излучателя могут быть использованы все типы электроакустических преобразователей для соответствующей среды, описанные ранее. Как правило, электронная аппаратура — промышленного изготовления и имеет возможность перестройки частоты, регулировки амплитуды электрических сигналов (и параметров импульсов), а также регулировки для согласования выхода электронной части со входом электроакустического преобразователя.

В состав приемной части входят: приемник звука — электроакустический преобразователь (микрофон, гидрофон, приемник вибраций и т. д.), работающий на предварительный усилитель, так как обычно приемник звука удален от основной электронной аппаратуры. Необходима фильтрация по частоте принимаемых сигналов для исключения всевозможных электрических наводок. При импульсном режиме работы производится селекция сигналов во времени. Получаемые сигналы могут наблюдаться на индикаторе осциллографа, фиксироваться электронным вольтметром и регистрироваться самописцем уровня.

При измерениях естественных, производственных или транспортных шумов используется только приемная часть тракта. Вообще в зависимости от цели измерений и характеристик используемых приборов отдельные элементы измерительной системы могут меняться. В приборах измерительного тракта всегда имеются делители напряжения (иногда в виде отдельного прибора, как на рис. 3.1, часто встроенные в усилители, фильтры и т. д.). Их выполняют обычно ступенчатыми, с децибелной шкалой ослабления, так как плавная регулировка не обеспечивает строгой повторяемости параметров. Положения делителей должны учитываться при градуировке, калибровке и измерениях.

Градуировку акустических измерительных трактов выполняют двумя способами: сквозной градуировкой, при которой на акустическую часть тракта воздействует известная акустическая величина (звуковое давление, колебательное ускорение и т. д.), и двухступенчатой градуировкой, при которой электроакустический преобразователь (иногда вместе с согласующим устройством) градуируется отдельно, а электронная часть тракта — от источника электрического сигнала. Первый способ дает, как правило, более точные результаты, но сложен и не всегда применим практически. Широко распространен второй способ.

Не следует производить отдельную электрическую градуировку каждого звена, входящего в электронный тракт (например, отдельно определять коэффициент усиления усилителей, фильтров, индикатора), с последующим определением коэффициента усиления тракта расчетным путем, так как при соединении звеньев в тракт их характеристики несколько изменяются из-за влияния соединительных проводов и сопротивлений приборов. При большом количестве звеньев это влияние может оказаться заметным.

### 3.1.1. Сквозная градуировка приемного измерительного тракта

Рассмотрим примеры градуировки, чтобы наглядно представить процедуру соответствующих операций и расчетов. Положим, что звуковое поле в месте расположения приемника звука измерительного тракта известно и равно 0,5 Па. Требуется произвести сквозную градуировку тракта. Первоначально необходимо регулировкой делителей напряжения в отдельных звеньях установить значения выходного сигнала в пределах шкалы индикатора. Затем убедиться, что измерительный тракт работает в линейной части своей характеристики. Наиболее простым способом является некоторое изменение (уменьшение) внешнего давления (если это возможно). Если выходной сигнал изменится пропорционально входному, то тракт линеен; если — не пропорционально, то необходимо увеличивать затухание ступенчатых делителей в тракте. Чаще контролируют линейность изменением положения делителя и сопоставлением изменений показаний индикатора. Следует

помнить, что при этом участок тракта до делителя остается непроверенным.

Измерения акустических величин обычно производятся в децибелах, что позволяет заменять умножение величин их суммированием. Показания ослабления делителей также выражаются в децибелах; звуковое давление — в децибелах (дБ) относительно  $2 \cdot 10^{-5}$  Па (СТ СЭВ 1052—78).

Соответствие между входными значениями и показаниями индикатора определяется значением измеряемой величины в децибелах, с одной стороны, и суммой выраженных в децибелах показаний всех делителей и выходного прибора (также в дБ), с другой.

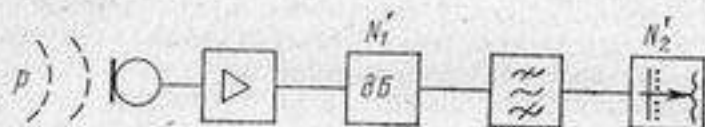


Рис. 3.2. Сквозная градуировка приемного акустического измерительного тракта.

$p$  — звуковое давление;  $N_1'$  — сумма показаний делителей приборов тракта, дБ;  $N_2'$  — значение показаний выходного прибора, дБ.

Положим, что сумма показаний делителей (рис. 3.2) в рассматриваемом примере  $N_1' = 60$  дБ, а отсчет по выходному прибору (ленте самописца)  $N_2' = 19$  дБ.

Выражая значение 0,5 Па в децибелах, получаем  $L_p = 88$  дБ. Суммируя показания децибельных делителей и индикатора, получаем  $N_1' + N_2' = 79$  дБ. Таким образом, 88 дБ входного давления соответствуют 79 дБ отсчета по приборам измерительного тракта. В результате сквозной градуировки определяется поправка  $\Delta$ , равная

$$\Delta = L_p - (N_1' + N_2') \quad (3.1)$$

В нашем примере

$$\Delta = L_p - (N_1' + N_2') = 88 - 79 = 9 \text{ дБ.}$$

При измерениях тем же измерительным трактом неизвестного уровня звукового давления  $L_{px}$  и показаниях делителей (например,  $N_1 = 30$  дБ и выходного прибора  $N_2 = 11$  дБ) его значение

$$L_{px} = N_1 + N_2 + \Delta = 30 + 11 + 9 = 50 \text{ дБ.} \quad (3.2)$$

Если прибор индикатора дает линейные показания, что случается, когда на выходе тракта используется электронный вольтметр или осциллограф, выраженные в вольтах, делениях шкалы вольтметра или экрана осциллографа, значения  $N_2$  и  $N_2'$  переводятся в децибелы, причем за нулевой уровень берется любое

удобное значение отсчета (обязательно одинаковое при градуировке и измерениях). Например, для шкалы в вольтах за 0 дБ удобно брать 1 В или 0,1 В; для отклонения луча осциллографа — отклонение, равное 1 см. После этого определяются значения  $N_2$  и  $N_2'$ , выраженные в децибелах. Дальнейшая процедура поправки и определения искомого давления остается без изменений.

Сквозная градуировка на практике встречается только в тех случаях, когда удастся создать акустические поля известной величины, что связано с трудностью установки и перемещения большого числа элементов измерительного тракта к месту градуировки — звукомерной камере, бассейну и т. д.

Двухступенчатая градуировка предусматривает электрическую градуировку электронной части тракта непосредственно на месте измерения и только электроакустический преобразователь градуируется отдельно в метрологической организации; практически такая процедура гораздо удобнее.

### 3.1.2. Электрическая градуировка измерительного тракта

Градуировка электронной части акустического измерительного тракта осуществляется путем подачи на его вход электрического сигнала заданной величины. Если электроакустический

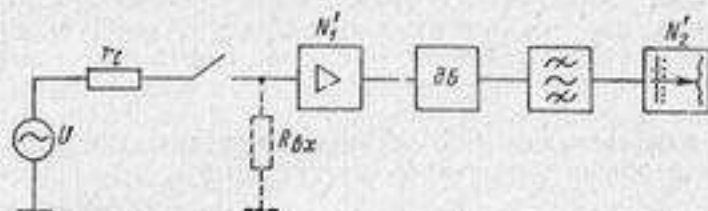


Рис. 3.3. Электрическая градуировка электронной части акустического измерительного тракта.

преобразователь отключен, то напряжение от генератора электрических сигналов подается непосредственно на вход тракта, причем выходное сопротивление генератора  $r_1$  должно быть значительно ниже входного сопротивления электронного тракта  $R_{вх}$  (рис. 3.3).

Нередко электрическая градуировка выполняется без отключения электроакустического преобразователя. Чтобы электрические характеристики последнего не оказывали влияния на результаты, необходимо соответствующее подключение генератора, выход которого может быть присоединен параллельно электроакустическому преобразователю, последовательно с ним и параллельно малому сопротивлению, включенному последовательно с электроакустическим преобразователем.

Эквивалентная электрическая цепь электроакустических преобразователей в режиме приема (вне резонанса) представляет емкость  $C_\phi$  (для пьезоэлектрических и электростатических приемников) или индуктивность  $L_\phi$  (для магнитострикционных или электродинамических приемников). Эти элементы присоединены параллельно входу усилителей, обладающих собственной емкостью  $C_d$  и сопротивлением  $R_d$ . Варианты подключения генератора с выходным сопротивлением  $r_i$  приведены на рис. 3.4.

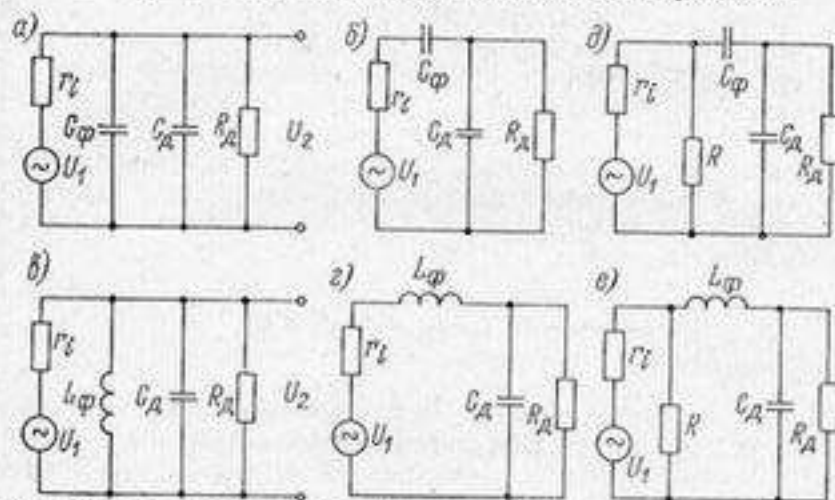


Рис. 3.4. Последовательное (б и з), параллельное (а и в) и через балластное сопротивление (д и е) подключение генератора к входным цепям с электроакустическими преобразователями.

При параллельном включении напряжение градуировки на входе электронного тракта  $U_2$  будет равно

$$U_2 = \frac{U_1 Z_2}{r_i + Z_2} \quad (3.3)$$

где  $U_1$  — напряжение на выходе генератора;  $Z_2$  — эквивалентное сопротивление параллельного соединения  $C_\phi + C_d$  и  $R_d$  или  $L_\phi$ ,  $C_d$  и  $R_d$ . Для пьезоэлектрических приемников на низких частотах  $r_i \ll r_d$ , следовательно,  $U_2 \approx U_1$ .

Для магнитострикционных приемников на низких частотах величина  $\omega L_\phi$  может быть меньше  $r_i$ , тогда

$$U_2 = \frac{U_1 \omega L_\phi}{r_i},$$

т. е.  $U_2$  значительно отличается от  $U_1$ .

Заметим, что при параллельном подключении последовательно с генератором иногда включают достаточно большое сопротивление. В этом случае анализ надо выполнять по формуле (3.3) для конкретных соотношений величин  $Z_2$ ,  $r_i$  и указанного сопротивления.

При последовательном включении напряжение

$$U_2 = \frac{U_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (3.4)$$

где  $Z_1$  — сумма выходного сопротивления генератора и емкостного (или индуктивного) сопротивления приемника;  $Z_2$  — параллельное соединение суммарного сопротивления потерь и емкостного сопротивления входа тракта (паразитная емкость, емкость кабеля, входная емкость усилителя).

В этом случае на низких частотах  $U_2$  может значительно отличаться от  $U_1$  для пьезоэлектрических приемников, а на высоких — для магнитострикционных.

Следует рекомендовать параллельное включение генераторов при пьезоэлектрических приемниках на низких частотах, при магнитострикционных приемниках — на высоких частотах, а последовательное включение, наоборот, при пьезоэлектрических приемниках — на высоких частотах, при магнитострикционных — на низких частотах. Конкретные значения определяются формулами (3.3) и (3.4).

При включении генератора на сопротивление  $R$  величина последнего должна быть больше  $r_i$ .

При электрической градуировке необходимо измерить напряжение сигнала на входе электронного тракта. Непосредственное измерение с помощью электронных вольтметров затруднено, так как (в связи с большим усилением тракта) величина подаваемого напряжения очень мала. Определение этой величины осуществляется путем подачи на вход заведомо большого напряжения сигнала, измеряемого вольтметром, после чего внесением известной величины затухания в генераторе (все генераторы снабжены децибелльными делителями, точность которых, как правило, вполне достаточна) получается напряжение в желаемом диапазоне амплитуд в пределах линейности электронного тракта.

Может быть также использован последовательный делитель напряжения, на входе которого измеряется напряжение вольтметром, а с выхода делителя на вход тракта подается напряжение, уменьшенное в известное число раз.

### 3.1.3. Двухступенчатая градуировка

Рассмотрим расчеты, выполняемые при проведении двухступенчатой градуировки.

В результате электрической градуировки тракта определяется поправка  $\Delta$ , дБ:

$$\Delta = L_n - (N'_1 + N'_2) \quad (3.5)$$

где  $L_n$  — напряжение генератора, дБ;  $N'_1$ ,  $N'_2$  — показания делителей и выходного прибора при градуировке.

Чувствительность электроакустических приемников  $M$  определяется величиной напряжения на их выходе на единицу измеряемой акустической величины, например, вольт-паскаль (В/Па) или микровольт (мкВ/Па) для приемников звукового давления, милливольт на ускорение силы тяжести (мВ/г) для акселерометров и т. д.

Для удобства расчетов чувствительность выражают в децибелах относительно единицы, т. е. чувствительность, равная 0 дБ, соответствует 1 В/Па, 1 мВ/г и т. д.

Значение измеряемой величины  $L_{рх}$ , дБ, по данным электрической градуировки тракта, известной чувствительности приемников и результатам измерения определяется из выражения

$$L_{рх} = N_1 + N_2 + (\Delta - M + k), \quad (3.6)$$

где  $N_1$ ,  $N_2$  — показания делителей и выходного прибора при измерении;  $k$  — поправка для приведения результатов к заданному нулевому значению измеряемой величины.

Для нулевого уровня звукового давления  $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$  Па, значение  $k = 94$  дБ; ускорение часто выражают в  $g$ , тогда  $k = -20$  дБ (значения  $L_n$  и  $M$  при этом должны быть измерены в децибелах относительно единиц СИ, т. е.  $L_n$  относительно 1 В, а  $M$  — 1 В/Па).

Алгебраическая сумма в скобках представляет постоянную прибора и может быть определена до измерений по результатам градуировки. Тогда получение значения измеряемой величины сводится к отсчету показаний децибелных делителей и суммированию их с указанной постоянной.

**Пример.** Измерения величины ускорения вибраций акселерометром с чувствительностью  $M_1 = 11$  мВ/г, включенного на вход виброизмерительного тракта, дали значения  $N_1 = 70$  дБ и отсчет по стрелочному прибору  $N_2 = 5$  В. Электрическая градуировка этого тракта сигналом  $U = 1$  мВ дала показания  $N'_1 = 110$  дБ и  $N'_2 = 4$  В. Определим значение измеряемой величины ускорения в децибелах относительно 1 г. В формуле (3.6) вместо  $L_{рх}$  запишем  $L_{\xi x}$ :

Переведем значение чувствительности в децибелах относительно 1 мВ/г

$$M_1 = 11 \frac{\text{мВ}}{\text{г}} \rightarrow 21 \text{ дБ.}$$

Найдем значения  $N'_2$  и  $N_2$  в децибелах относительно 1 В:

$$N'_2 = 4 \text{ В} \rightarrow 12 \text{ дБ;}$$

$$N_2 = 5 \text{ В} \rightarrow 14 \text{ дБ;}$$

$$U = 1 \text{ мВ} \rightarrow -60 \text{ дБ.}$$

Определим  $\Delta$  и  $L_{\xi x}$ :

$$\Delta = L_n - (N'_1 + N'_2) = -60 - (110 + 12) = -182 \text{ дБ;}$$

$$L_{\xi x} = N_1 + N_2 + \Delta - M + k = 70 + 14 - 182 - 21 + 60 = -59 \text{ дБ}$$

относительно 1 г ( $k = 60$  дБ, так как  $M_1$  оценивалось относительно 1 мВ/г; а не 1 В/г). Переводя ускорение в линейные единицы, получаем  $\xi = 11 \cdot 10^{-4}$  г или  $\xi = 1,08 \cdot 10^{-3}$  м/с<sup>2</sup>.

На разных частотах сумма в скобках в (3.6) может изменяться, поэтому при электрической градуировке обычно составляют таблицу поправок по частоте для данного измерительного тракта. Градуировка производится на средних частотах всех фильтров, входящих в тракт, или на 10—15 частотах в пределах диапазона в случае измерений в широкой полосе.

### 3.1.4. Калибровка измерительных трактов

В процессе измерений часто бывает необходимо удостовериться в работоспособности тракта. Более того, периодическая проверка должна быть обязательной при любых важных измерениях, связанных с работой измеряемых агрегатов. Цель проверки не только выяснить, работает ли измерительный тракт, но и удостовериться, что коэффициент усиления тракта сохраняет свое значение. Для этого проводят калибровку, т. е. частичную проверку параметров тракта, в известной степени выборочную. Если, например, тракт усиливает подаваемое на его вход напряжение частотой 50 Гц так, как это следует из данных электрической градуировки, выполненной ранее, то есть основание полагать, что и на других частотах усиление тракта остается неизменным.

Распространены акустическая и электрическая калибровки акустических измерительных трактов.

При акустической калибровке на электроакустический приемник действуют вспомогательным источником звука или вибрацией (например, шариковым калибратором, пистонфоном и т. д.). Значение акустического сигнала этих источников заранее известно и предполагается неизменным. Иногда в одном из усилителей измерительного тракта предусматривается плавная регулировка, с помощью которой устанавливается заданное значение выходного сигнала при калибровке, т. е. производится корректировка коэффициента усиления тракта.

Недостатком акустической калибровки является трудность ее выполнения в процессе проведения измерений. Устанавливать вспомогательный источник звука в районе расположения приемника звука на определенном расстоянии от него не всегда возможно, не говоря о сложности создания портативных стабильных источников звука.

Часто применяется электрическая калибровка, выполняемая так, чтобы косвенно проконтролировать и акустическую часть измерительного тракта. Для этого в электронный тракт вводится маломощный генератор электрических сигналов, работающий на фиксированной частоте только при калибровке. Выходной сигнал генератора сначала подается на индикатор тракта, что позволяет контролировать стабильность работы самого генератора (положение «калибровка I» на рис. 3.5). Затем через делитель сигнал подается на электроакустический преобразователь и вход измерительного тракта (положение «калибровка II»). При такой калибровке

электрическая сторона электроакустических преобразователей также подвергается проверке: обрыв или замыкание обмотки магнитострикционного приемника скажется на прохождении сигнала в электрической цепи калибровки и вызовет резкое изменение сигнала на выходе тракта; затекание пьезоприемника, работающего в жидкости, изменяет величины электрических элементов входа. Повреждение пьезоэлементов приемника также вызывает изменение его емкости и соответственно выходного сигнала при калибровке. В большинстве практических случаев существенное изменение параметров электроакустического преобразователя, влияющее на его чувствительность, сказывается и на параметрах его электрической стороны.

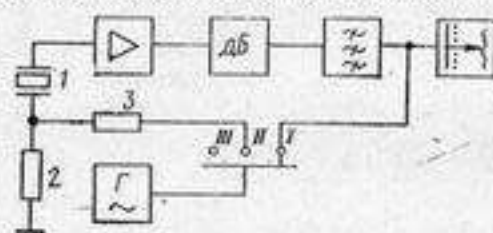


Рис. 3.5. Структурная схема встроенной электрической калибровки акустического тракта.

1 — приемник звука; 2, 3 — делитель напряжения; I — положение «калибровка I»; II — положение «калибровка II»; III — положение «измерение».

В заключение необходимо упомянуть о правильном согласовании между собой отдельных приборов, входящих в измерительный акустический тракт:

- входное сопротивление каждого следующего прибора должно быть значительно больше выходного сопротивления предыдущего во всем диапазоне частот работы тракта;
- необходимо тщательно учитывать влияние емкости и сопротивления соединительных проводов на характеристики тракта;
- линейность и динамический диапазон всего тракта практически определяются теми входящими в тракт приборами, у которых эти параметры наименьшие.

### § 3.2. ГРАДУИРОВКА ПРИЕМНИКОВ И ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ЗВУКА СРАВНЕНИЕМ С ОБРАЗЦОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

В инженерной практике чаще всего определяют чувствительность преобразователей сравнением с образцовым, прошедшим градуировку в метрологических организациях и имеющим соответствующий паспорт. В экспедиционных условиях при необходимости градуировки значительного числа преобразователей и отсутствии образцового производят для одного из них градуировку методом взаимности — абсолютным методом, а чувствитель-

ность остальных определяют относительным методом — сравнением.

Сравнение чувствительностей — просто осуществимый измерительный прием, требующий строгого выполнения некоторых условий. Чаще в качестве образцового используется приемник звука (из соображений практического удобства), однако условия обеспечения измерений одинаковы для образцовых приемников и излучателей звука.

Идеальными условиями получения правильных результатов при относительной градуировке являются: единство времени проведения измерений, единство места размещения преобразователей в звуковом поле и единство (идентичность) используемой аппаратуры при проведении измерений с испытуемым и образцовым преобразователями. Практически полностью эти требования не могут быть выполнены, но каждое из них должно быть учтено при постановке эксперимента.

Различают два метода сравнения — сличение и замещение.

#### 3.2.1. Градуировка приемников звука сличением

При сличении соблюдается единство времени, так как оба приемника одновременно подвергаются облучению звуком (рис. 3.6, а). Так как единство места расположения приемников не

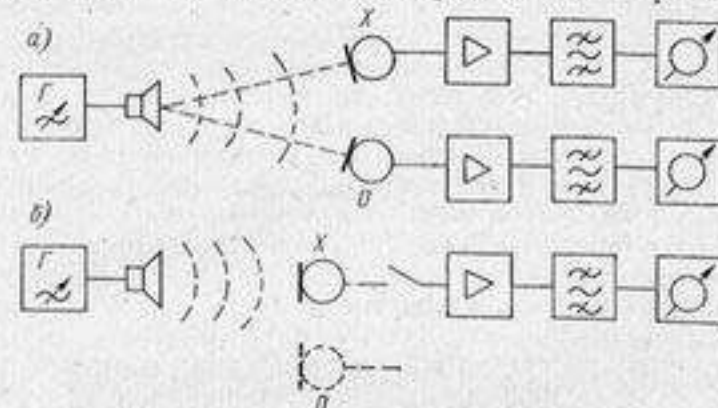


Рис. 3.6. Градуировка приемников звука сличением (а) и замещением (б).

O — образцовый приемник; X — испытуемый приемник.

соблюдается, то последние следует поместить в точки с одинаковым значением звукового поля. Должны быть учтены направленность излучателя и приемников звука и влияние отражающих поверхностей (которое может быть различным в разных точках поля).

Единство используемой аппаратуры не сохраняется, ее идентичность должна тщательно контролироваться при проведении измерений.

### 3.2.2. Градуировка методом замещения

При замещении образцового приемника испытуемым (рис. 3.6, б) сохраняется единство места и полная идентичность используемой аппаратуры, так как используется один и тот же измерительный тракт. Не сохраняется единство времени. Это требует поддержания неизменным режима излучения, имея в виду как стабильность работы возбуждающего генератора, так и условия работы излучателя. Недопустимо, например, разделять два указанных измерения на значительный промежуток времени — при этом могут измениться условия: температура, давление, количество газосодержания в жидкости, влияющее на возникновение воздушных пузырьков, искажающих результаты измерений.

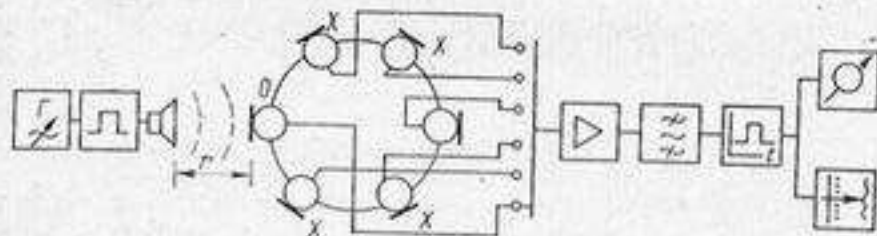


Рис. 3.7. Структурная схема установки для градуировки приемников звука замещением с помощью барабана, устанавливающего приемники в одну точку поля.

Следует указать, что метод замещения дает более точные результаты, чем метод сличения. Наиболее практичным (хотя и требующим наличия некоторого оборудования) является применение поворотного устройства типа барабана с обоймами для приемников (или излучателей), перемещающего их в одну и ту же точку поля (рис. 3.7). Такая система позволяет при сохранении взаимного расположения излучателя и приемника звука производить измерения почти одновременно одной и той же аппаратурой.

Необходимо при сравнительных измерениях обращать особое внимание на учет направленности: приемник должен устанавливаться максимумом направленности в направлении излучателя.

На приемнике делается метка в направлении максимальной чувствительности. При градуировке его устанавливают меткой к излучателю. Расстояние между излучателем и приемником должно превышать расстояние, необходимое для формирования их характеристики направленности:

$$r \geq \frac{2(D_1^2 + D_2^2)}{\lambda},$$

где  $D_1$  и  $D_2$  — наибольшие размеры излучателя и приемника соответственно;  $\lambda$  — длина звуковой волны.

При градуировке сравнением необходимо также строго сохранять линейность измерительного тракта.

Искомая чувствительность  $M_x$ , определяемая в результате процедуры сравнения, равна

$$M_x = \frac{U_1}{U_2} M_0,$$

где  $U_1$  и  $U_2$  — напряжения на выходе испытуемого и образцового приемников;  $M_0$  — чувствительность образцового приемника.

При наличии калиброванного делителя напряжения (децибелльника) с малым шагом изменения, например 0,25 дБ, результаты регистрируют, добиваясь децибелльником одного и того же значения выходного сигнала при первом и втором измерениях. Разность показаний децибелльника  $N_1 - N_2$  определяет разницу в чувствительностях (дБ):

$$N_1 - N_2 = \Delta = M_0 - M_x.$$

Отсюда очевидно

$$M_x = M_0 - \Delta.$$

Этот способ позволяет ограничиться минимальным динамическим диапазоном тракта и выбрать наиболее удобный участок шкалы индикатора.

Совершенно необходимо, чтобы условия проведения измерений по температуре, статическому давлению, влажности соответствовали условиям, при которых выполнялась градуировка образцового приемника (они должны указываться в его паспорте).

### § 3.3. ГРАДУИРОВКА ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА ВЗАИМНОСТИ

#### 3.3.1. Принцип взаимности

Принцип взаимности применительно к электроакустическим преобразователям формулируется в виде: чувствительности линейного обратимого электроакустического преобразователя в режиме излучения  $S$  и режиме приема  $M$ , однозначно связаны между собой постоянным соотношением, называемым коэффициентом взаимности  $H$ :

$$M = SH. \quad (3.7)$$

Коэффициент (часто используют также термин «параметр») взаимности определяется условиями излучения, приема и характером акустического поля, создаваемого преобразователем в режиме излучения.

При излучении и приеме сферических волн коэффициент взаимности определяется выражением

$$H_c = \frac{2r\lambda}{\rho c} = \frac{2r}{\rho f} = \frac{4\pi r}{\rho \omega}, \quad (3.8)$$

где  $r$  — расстояние между акустическими центрами излучателя и приемника звука;  $\rho$ ,  $c$  — плотность и скорость звука в среде;  $\lambda$  — длина звуковой волны в среде;  $f$  — частота;  $\omega$  — угловая частота;

При излучении и приеме цилиндрических волн

$$H_{ц} = \frac{2\sqrt{r\lambda}L}{\rho c}, \quad (3.9)$$

где  $L$  — длина цилиндрического преобразователя, создающего цилиндрические волны.

При излучении и приеме плоских волн

$$H_{п} = \frac{2S}{\rho c}, \quad (3.10)$$

где  $S$  — площадь преобразователя, создающего плоские волны.

В указанных простейших случаях излучения и приема сферических, цилиндрических и плоских волн коэффициент взаимности прежде всего зависит от удельного акустического сопротивления среды, в которой происходят колебания, а также от частоты колебаний (в случае плоских волн эта зависимость выражается в ограниченном частотном диапазоне, в котором они могут быть созданы). Свойства излучателей и приемников, исключая их размеры, не оказывают влияния на параметр взаимности, хотя параметр взаимности для направленных преобразователей справедлив только для соответствующих углов излучателей и приемников. Обычно это определение относят к максимуму характеристики направленности.

Практически тип излучаемой волны, позволяющий выбрать параметр взаимности по одной из указанных формул, определяется на основе оценки зависимости  $p = \varphi(r)$  при изменении расстояния между излучателем, работающем в стационарном режиме, и приемником. Если выполняется зависимость  $p_1 r_1 = p_2 r_2$ , то используется формула (3.8), если  $p_1 \sqrt{r_1} = p_2 \sqrt{r_2}$  — формула (3.9) и при  $p_1 = p_2$  — (3.10).

Заметим, что для реальных излучателей любого вида на расстояниях, отвечающих неравенству

$$r > \frac{D^2}{\lambda}, \quad (3.11)$$

где  $D$  — наибольший размер преобразователя, излученная волна при дальнейшем увеличении расстояния изменяется по законам сферической волны. Следовательно, на таких расстояниях спра-

ведлив параметр взаимности для сферической волны. Поэтому, например, коэффициент взаимности для цилиндрических волн при использовании источника в виде цилиндра длиной  $L$  будет справедлив на расстояниях не больших, чем  $L^2/\lambda$ , а коэффициент взаимности для плоских волн при использовании дискового излучателя на расстояниях меньших  $\pi R^2/\lambda$ , где  $R$  — радиус диска. Приведенные выражения справедливы в газах, жидкостях и твердых телах в условиях свободного поля, т. е. при отсутствии влияния отраженных сигналов. Такие условия обеспечиваются в заглушенных камерах или при применении импульсного режима работы.

### 3.3.2. Градуировка методом трех преобразователей

Широкое распространение получил метод трех преобразователей — наиболее универсальный метод градуировки на основе принципа взаимности. Он имеет много разновидностей. Рассмотрим градуировку, т. е. определение чувствительности приемников звукового давления.

Для проведения градуировки, кроме испытуемого приемника звука, необходимы вспомогательный источник звука и обратимый преобразователь. Вспомогательный источник и испытуемый приемник могут быть необратимыми, например, в качестве вспомогательного излучателя можно использовать ударный источник, а чувствительность приемника определять на выходе электронного усилительного каскада, присоединенного к электрическому выходу электроакустического преобразователя.

Процедура градуировки содержит три этапа измерений, показанные на рис. 3.8.

**Первый этап измерений.** Вспомогательный источник звука создает на расстоянии  $r_1$  в месте расположения испытуемого приемника звуковое давление  $p$ . На выходе приемника звука возникает напряжение  $U_1$ , равное

$$U_1 = pM_x, \quad (3.12)$$

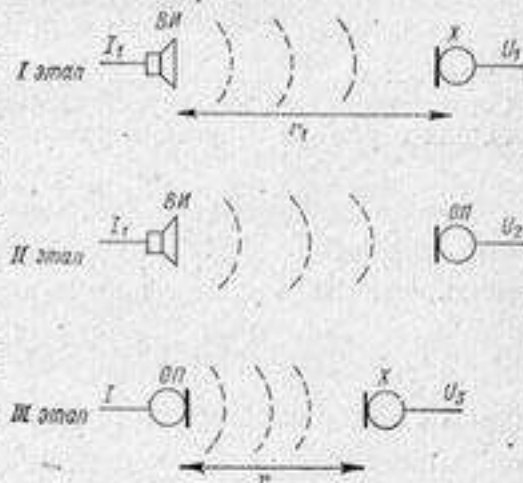


Рис. 3.8. Процедура градуировки методом трех преобразователей на основе принципа взаимности.

ВИ — вспомогательный излучатель; ОП — обратимый преобразователь; X — испытуемый приемник.

где  $M_x$  — чувствительность испытуемого приемника. Измеряется напряжение  $U_1$ .

*Второй этап измерений.* Режим работы вспомогательного источника звука не изменяется, а на место приемника звука устанавливается обратимый преобразователь, работающий в режиме приема. Так как звуковое давление  $p$  остается прежним, то на выходе обратимого преобразователя будет напряжение  $U_2$ , равное

$$U_2 = pM_2, \quad (3.13)$$

где  $M_2$  — чувствительность обратимого преобразователя в режиме приема.

Измеряется напряжение  $U_2$ .

*Третий этап измерений.* Обратимый преобразователь используется в режиме излучения, т. е. как источник звука. Он возбуждается током  $I$  и создает на расстоянии  $r$ , где помещается испытуемый приемник, давление  $p_1$ . Это давление вызывает напряжение на выходе испытуемого приемника

$$U_3 = p_1 M_x. \quad (3.14)$$

Измеряется ток  $I$ , напряжение  $U_3$  и расстояние  $r$ .

Согласно определению чувствительность обратимого преобразователя в режиме излучения равна

$$S_2 = \frac{p_1}{I}.$$

Выразив ее на основе соотношения взаимности (3.7) через чувствительность в режиме приема, получим

$$M_2 = S_2 H = \frac{p_1}{I} H. \quad (3.15)$$

Тогда  $U_3$  можно выразить через  $M_2$ :

$$U_3 = \frac{M_2 M_x I}{H}. \quad (3.16)$$

Решая совместно (3.12), (3.13) и (3.16), находим значение

$$M_x = \sqrt{\frac{U_1 U_2}{U_3 I \infty}} H. \quad (3.17)$$

Никаких ограничений на размеры, тип и другие особенности испытуемого приемника этим методом не накладывается. Все измерения производятся по оси характеристики направленности и полученное значение чувствительности тоже относится к этому направлению.

Соотношения взаимности для обратимого преобразователя справедливы для одного и того же направления, поэтому в режиме приема и излучения обратимый преобразователь должен устанавливаться соответствующим образом.

Вспомогательный источник может создавать стационарное акустическое поле любого вида.

По существу, первые два этапа измерений — это сравнение чувствительностей двух приемников звука, так как отношение напряжений  $U_1/U_2$  при равном давлении на приемниках равно  $M_x/M_2$ .

По результатам описанных этапов измерений может быть также определена чувствительность обратимого преобразователя в режиме излучения  $S_2$  и приема  $M_2$  по формулам

$$M_2 = \frac{M_x U_2}{U_1} = \sqrt{\frac{U_2 U_3}{U_1 I}} H; \quad (3.18)$$

$$S_2 = \frac{M_2}{H} = \sqrt{\frac{U_2 U_3}{U_1 I} \frac{1}{H}}. \quad (3.19)$$

Определение значения тока, возбуждающего обратимый преобразователь, производится путем измерения величины напряжения  $U_4$  на малом сопротивлении  $R$ , включаемом последовательно с этим преобразователем: величина сопротивления  $R$  должна быть значительно меньше полного электрического сопротивления преобразователя во всем диапазоне частот градуировки

$$I = \frac{U_4}{R}. \quad (3.20)$$

При условиях, обеспечивающих использование коэффициента взаимности для сферических волн, формула (3.17) принимает вид

$$M_x = \sqrt{\frac{U_1 U_2}{U_3 U_4} \frac{R 2r}{\rho I}}. \quad (3.21)$$

Основным достоинством описанной градуировки на основе принципа взаимности является то, что значение чувствительности электроакустических преобразователей, выраженное в электрических и акустических единицах, может быть определено путем выполнения электрических измерений. Непосредственное измерение таких акустических величин как звуковое давление, сила, колебательное ускорение представляет значительные трудности, а измерения электрических величин (напряжений, сопротивления, частоты колебаний) можно производить с высокой точностью.

Структура формулы (3.21) свидетельствует о возможности повышения точности измерений путем использования одного и того же прибора для измерения отношений  $U_1/U_2$  и  $U_3/U_4$ . При этом не требуется выражать результаты в единицах напряжения (отпадает систематическая погрешность из-за градуировки шкалы прибора), достаточно определять число делений шкалы прибора при каждом измерении.

Величину  $R$  можно определить с высокой степенью точности с помощью мостовых методов так же, как частоту  $f$  с помощью электронных частотомеров.

Плотность среды  $\rho$  определяется обычно по таблицам (с учетом температуры, статического давления и других факторов).

Давление на всей поверхности преобразователей должно быть одинаковым. При использовании сферических волн это соответствует выполнению требования  $r > D^2/\lambda$ , упомянутого ранее.

При малых расстояниях может допускаться заметная ошибка в определении расстояния  $r$  между акустическими центрами излучателя и приемника звука, расположение которых неизвестно. Для точного определения этого расстояния А. И. Кристалевич и А. В. Римский-Корсаков предложили оценивать зависимость величины, обратной звуковому давлению, от изменения расстояния при произвольно выбранных положениях акустических центров. По полученному графику (рис. 3.9) зависимости  $1/\rho = 1/U = \varphi(r)$  (для сферических волн — это прямая) прямая  $\varphi(r)$  продолжается до пересечения с горизонтальной осью. Если она проходит через нуль координат, то положение центров выбрано правильно и в формулу (3.21) следует подставлять измеренное между ними расстояние  $r$ . Если продолжение прямой отсекает на горизонтальной



Рис. 3.9. Определение поправки к расстоянию между акустическими центрами по зависимости величины  $1/\rho$  от расстояния.

ной оси отрезок  $\Delta r$  (или  $-\Delta r$ ), то получаем поправку, которую необходимо суммировать со значением  $r$  для получения истинного расстояния градуировки.

При больших расстояниях (сравнительно с размерами преобразователей и длиной звуковой волны) погрешность из-за неточного определения акустического центра будет пренебрежимо мала.

Описанный способ градуировки требует многократной перестановки используемых приемников и излучателей звука, что существенно увеличивает трудоемкость измерений, время, затрачиваемое на их проведение, и погрешность измерений.

В настоящее время распространены и приняты в качестве международного стандарта линейный способ взаимного расположения преобразователей (рис. 3.10). При выполнении условия  $(r/2) > D^2/\lambda$  влияние неработающего среднего преобразователя — вспомогательного излучателя — на сигналы, принимаемые приемником, когда источником служит обратимый преобразователь, будет малым. Если характеристика направленности вспомогательного излучателя  $ВН$  симметрична в направлении фронт—тыл ( $0-180^\circ$ ) или он является ненаправленным, то измерения на всех этапах производятся без перемещения преобразователей. Если направленные свойства  $ВН$  неизвестны или он несимметричен, то после первого этапа, соответствующего положению 1 переключателя, вспомогательный излучатель поворачивается на  $180^\circ$

(обычно это делается с помощью электропривода с концевыми выключателями).

В схеме, показанной на рис. 3.10, предусмотрен импульсный режим работы с последующей временной селекцией сигналов и регистрацией их пикового значения самописцем уровней.

Из числа измеряемых переменных величин в формуле (3.21) может быть исключена частота, если к сопротивлению  $R$  присоединить дополнительную цепь  $C_2R_2$  и вместо напряжения  $U_4$  измерять напряжение  $U'_4$ , как это показано на рис. 3.10.

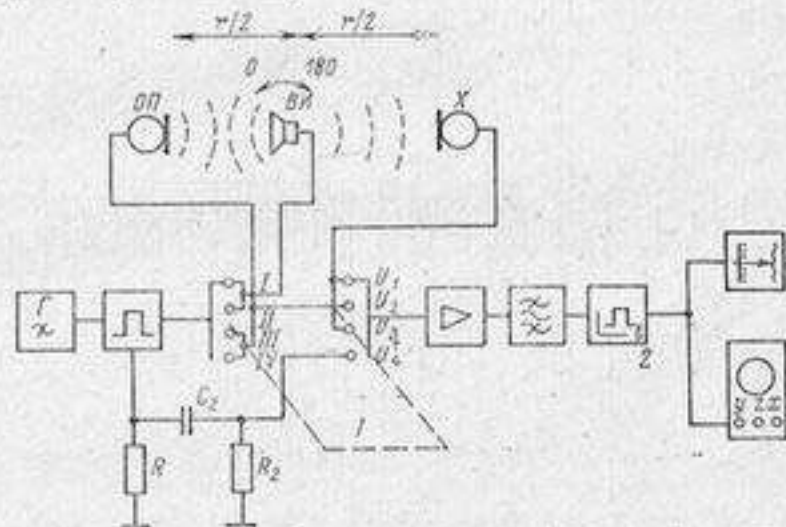


Рис. 3.10. Структурная схема градуировки преобразователей при линейном способе расположения.

1 — переключатель; 2 — временной селектор.

Напряжение  $U_4$  равно

$$U'_4 = \frac{U_4 R_2}{\frac{1}{i\omega C_2} + R_2}$$

Если  $R_2 \ll 1/\omega C_2$ , то  $U'_4 = U_4 C_2 R_2 \omega$ . Тогда формула (3.21) принимает вид

$$M_x = \left( \frac{U_1 U_2}{U_2 U_4} \right)^{1/2} \left( \frac{4\pi r R C_2 R_2}{\rho} \right)^{1/2} \quad (3.22)$$

Второй множитель представляет постоянную установки, не зависящую от частоты.

Аналогичный результат может быть получен при включении вместо  $R$ ,  $C_2$  и  $R_2$  известной малой индуктивности  $L$ . Величины  $R$ ,  $R_2$ ,  $C_2$  или  $L$  могут быть измерены заранее на специальных метрологических установках с большой точностью.

Заметим, что хотя значение частоты исключено из формулы (3.22), необходимость ее точного измерения сохраняется, так как полученное значение чувствительности должно быть отнесено к правильному значению частоты.

Одним из недостатков описанного метода является необходимость выполнения громоздких расчетов с полученными при измерениях величинами (пять расчетных операций на каждой частоте).

Разработаны процедуры, позволяющие получать непосредственный отчет чувствительности без проведения расчетов.

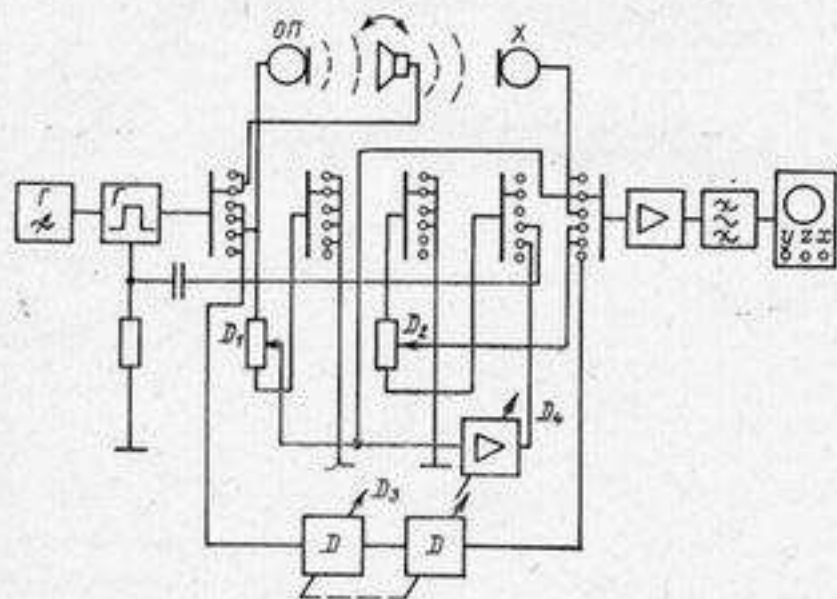


Рис. 3.11. Процедура градуировки, обеспечивающая непосредственный отчет чувствительности по шкале квадратичного делителя.

Одна из таких процедур, предложенная А. Н. Голеньким и рекомендуемая международным стандартом по градуировке гидрофонов, заключается в поочередной установке одного и того же значения сигнала на выходном приборе или осциллографе. На первых двух этапах градуировки это делается линейным делителем  $D_1$  в цепи усиления обратимого преобразователя (рис. 3.11), на третьем этапе — линейным делителем  $D_2$  в цепи измерения тока. Кроме того, производится дополнительное измерение: делители  $D_1$  и  $D_2$  включают в цепь, содержащую квадратичный делитель  $D_3$  (два линейных делителя на общей оси, соединенные последовательно), с помощью которого устанавливается то же напряжение сигнала на выходном приборе. Постоянная установки вводится вручную с помощью делителя  $D_4$ . Отсчет искомого значения производится по шкале квадратичного делителя. Чувствительность получается в линейных единицах (В/Па). Хотя число

измерительных операций увеличивается, но результаты получаются без дополнительных расчетов.

Другая процедура измерений, разработанная А. Н. Ривиним, позволяет получить непосредственный отчет чувствительности в децибелах (рис. 3.12). В положениях I и III переключателя на выходном приборе устанавливается одно и то же положение с помощью потенциометра П, а в положениях II и IV — с помощью ступенчатого калиброванного децибельного делителя Д. Отсчет чувствительности производится по шкале делителя Д, причем заранее на шкале этого делителя набирается постоянная установки. Далее используется принцип накопления: в положении II

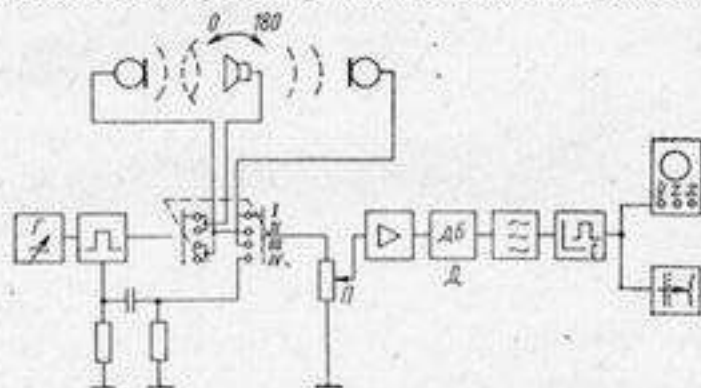


Рис. 3.12. Структурная схема градуировки преобразователей при непосредственном отчете чувствительности в децибелах.

П — потенциометр с плавной регулировкой; Д — ступенчатый децибельный делитель со шкалой затухания.

путем установки равенства напряжений  $U_1$  и  $U_2$  вводится затухание, соответствующее значению  $10 \lg (U_1/U_2)$ ; в положении IV — значению  $10 \lg (U_2/U_3)$ .

Указанная процедура основана на логарифмическом представлении формулы (3.22):

$$20 \lg M_x = 20 \lg \left( \frac{U_1}{U_2} \right)^{1/2} + 20 \lg \left( \frac{U_2}{U_4} \right)^{1/2} + 20 \lg \left( \frac{4\pi r C_2 R_2}{\rho} \right)^{1/2}. \quad (3.23)$$

Значение чувствительности отсчитывается в децибелах относительно 1 В/Па, если величины  $r$ ,  $\rho$ ,  $R$ ,  $C_2$ ,  $R_2$  представлены в системе СИ.

Калиброванный делитель Д должен содержать возможно меньшие ступени. Его точностью, по существу, определяется погрешность результатов градуировки.

Условия свободного поля при описанных методах градуировки обеспечиваются использованием заглушенных камер, бассейнов или с помощью импульсного режима измерений. Градуировка методом трех преобразователей применяется в воздухе на частотах

от 2—3 до 20—30 кГц (на более высоких частотах коэффициент взаимности должен включать также член, учитывающий затухание). В воде градуировка этим методом стандартизована от 6 до 200 кГц.

### 3.3.3. Градуировка на основе самовзаимности

Этот метод применим только для обратимых преобразователей, которые используются здесь в режиме излучения и приема. Он может рассматриваться как частный случай метода трех преобразователей, когда чувствительность обратимого преобразователя

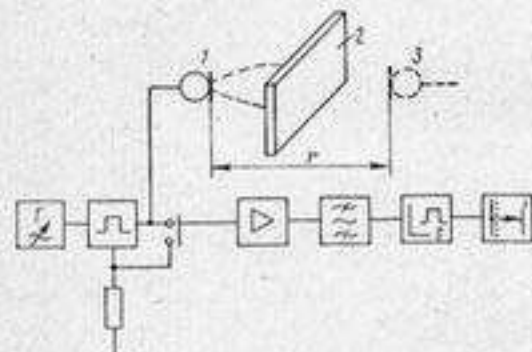


Рис. 3.13. Градуировка обратимых преобразователей на основе самовзаимности.

1 — испытуемый преобразователь; 2 — отражающий экран; 3 — мнимый источник.

равна чувствительности испытуемого — в данном случае это тот же самый преобразователь. Преобразователь устанавливается на расстоянии  $r/2$  (рис. 3.13) от полностью отражающей поверхности.

Основной метод служит то, что излученный импульс после отражения принимается тем же преобразователем. Эта процедура соответствует третьему этапу измерений в методе трех преобразователей. Первые же два этапа лишние, так как отношение чувствительностей при одном и том же преобразователе равно единице. Искомая чувствительность находится по формуле (3.21) при  $U_1 = U_2$

$$M_x = \sqrt{\frac{U_3}{U_4} HR}. \quad (3.24)$$

При градуировке микрофонов в воздухе применяется отражающий щит больших размеров, а при градуировке гидрофонов — чаще всего поверхность вода—воздух. Градуировка производится только в импульсном режиме работы. Импульс электрического напряжения поступает на испытуемый преобразователь, излучающий звуковой импульс в среду. Достигнув отражающей плоскости звуковой импульс полностью отражается в обратном направлении и снова попадает на преобразователь, работающий теперь в режиме приема. Импульс электрического напряжения, соответствующий значению  $U_3$ , совместно с напряжением  $U_4$  (пропорциональным току возбуждения) поступает на экран электронно-лучевой трубки или через временной селектор на самописец.

Заметим, что в отличие от ранее описанных схем переключатель  $K$  в данной схеме должен быть быстродействующим — переключение необходимо выполнить за промежуток времени после окончания излученного импульса и приходом импульса, отраженного от экрана. Возможно также непосредственное соединение выхода генератора, преобразователя и входа усилителя. В этом случае значение тока будет определяться из величины возбуждающего напряжения и электрического сопротивления преобразователя. Наибольшие трудности, возникающие из-за перегрузки усилителя напряженным возбуждающим импульсом, преодолеваются путем использования малых постоянных времени во всех реактивных элементах тракта.

Рассмотрим требования, предъявляемые к расстоянию до отражающего экрана и размерам последнего.

Пользуясь методом мнимых источников, представим картину распространения звуковых колебаний от излучателя (мнимого) к приемнику (см. рис. 3.13).

Расстояние между преобразователями должно быть таким, чтобы можно было разделить излучаемый и принимаемый импульсы. Это условие удовлетворяется неравенством

$$r > \Delta t c,$$

где  $r$  — расстояние от излучателя до приемника, равное удвоенному расстоянию между преобразователем и отражателем;  $\Delta t$  — длительность импульса;  $c$  — скорость звука в среде.

Длительность импульса должна удовлетворять неравенству

$$\Delta t \geq \frac{6}{f},$$

где  $f$  — частота несущей, на которой производится градуировка.

Экран следует устанавливать в дальней зоне преобразователя, где его характеристика направленности уже сформировалась. Это соответствует неравенству

$$r > \frac{4D^2}{\lambda},$$

где  $D$  — размер преобразователя;  $\lambda$  — длина звуковой волны в среде.

Экран должен создавать зеркальное отражение, при котором можно пользоваться правилами геометрической акустики. Условия зеркального отражения для плоской, гладкой отражающей поверхности экрана

$$R_s \gg \sqrt{r\lambda};$$

$$\cos \alpha_n = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{r}\right)^2}} \rightarrow 0 \text{ или } R_s \gg r.$$

где  $\alpha_n$  — угол, образованный нормалью к центру плоскости экрана размером  $R_s$  и направлением от преобразователя на край экрана.

Эти соотношения означают, что на поверхности экрана должно разместиться большое число полуволновых зон Френеля, а края экрана — «просматриваться» из источника под углом, близким к  $\pi/2$ .

Обобщая изложенное, для выбора расстояний необходимо выполнение неравенств

$$\left. \begin{aligned} 6\lambda < r < R_s; \\ \frac{4D^2}{\lambda} < r < \frac{R_s^2}{\lambda}. \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

Очевидна частотная зависимость выбираемого расстояния: чем ниже частота, тем больше должен быть экран.

При проведении градуировки необходимо тщательно юстировать преобразователь таким образом, чтобы ось его характеристики направленности была нормальна плоскости отражающего экрана. Частотный диапазон градуировки этим методом — от 15—20 до 200 кГц.

### 3.3.4. Градуировка путем измерения электрического сопротивления в воде и воздухе

Одной из разновидностей метода самовзаимности является градуировка обратимых пьезопреобразователей — гидрофонов путем измерения величины их активного электрического сопротивления

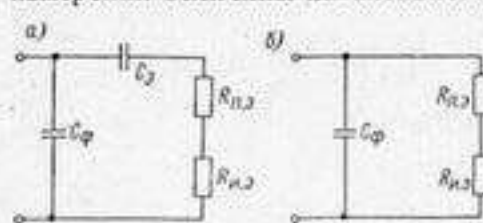


Рис. 3.14. Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрической оболочки на частотах ниже резонанса (а) и в районе резонанса (б).

в воздухе и воде. При этом тоже используется только один испытуемый преобразователь и можно обойтись минимальным измерительным объемом, обеспечивающим условия свободного поля.

Воспользуемся эквивалентной электрической схемой пьезоэлектрической оболочки, рассмотренной в гл. 1 (рис. 1.8) для общего случая,

и представим ее для частот ниже механического резонанса (рис. 3.14, а) и на резонансе (рис. 3.14, б).

Значение  $X_1$  из схемы, приведенной на рис. 1.8, на частотах ниже механического резонанса можно представить в виде

$$X_1 = -\frac{1}{\omega C_s},$$

где  $C_s$  — эквивалентная динамическая емкость.

Заменяя  $X_1$  на  $C_s$ ,  $\eta$  его значением из (1.1), а  $R_n/n^2 = R_{n,з}$ , можем записать:

$$M = \left\{ \frac{4\pi c K R_{n,з} C_s^2}{\rho \omega^2 (C_s + C_\phi)^2 \left[ 1 + \frac{(R_{n,з} + R_{н,з})^2}{(C_s + C_\phi)^2} \omega^2 C_\phi^2 C_s^2 \right]} \right\}^{1/2}. \quad (3.26)$$

Заметим, что дробь  $C_s^2/(C_s + C_\phi)^2$ , где  $C_\phi > C_s$ , всегда меньше единицы, а величина  $[(R_{n,з} + R_{н,з}) \omega C_\phi]^2$  — отношение вносимого активного электрического сопротивления к собственному электрическому сопротивлению преобразователя на частотах ниже механического резонанса меньше единицы. Поэтому выражение в квадратных скобках в формуле (3.26) близко к единице и справедливо приближенное, но достаточно точное выражение

$$M = \left[ \frac{4\pi c K R_{n,з} C_s^2}{\rho \omega^2 (C_s + C_\phi)^2} \right]^{1/2}. \quad (3.27)$$

На частоте механического резонанса  $X_1 = 0$  значение чувствительности равно

$$M = \left\{ \frac{4\pi c K R_{н,з}}{\rho \omega_0^2 [1 + \omega_0^2 C_\phi^2 (R_{н,з} + R_{н,з})^2]} \right\}^{1/2}. \quad (3.28)$$

Электрические эквивалентные характеристики преобразователя  $R_{н,з}$ ,  $R_{н,з}$ ,  $C_s$  и  $C_\phi$  можно получить путем измерений, когда пьезопреобразователь находится в воздухе, где сопротивление  $R_{н,з}$  пренебрежимо мало (сравнительно с  $R_{н,з}$ ), и воде. При этом допускаются некоторые неточности. В частности, предполагается, что эквивалентное сопротивление потерь  $R_{н,з}$  в воздухе и воде постоянно, что является приближенным, так как условия теплового баланса в воздухе и воде различны и различны условия теплоотвода в креплениях. Практика, однако, показывает, что указанная разница в условиях не вызывает заметного изменения величины сопротивления потерь.

Измерение величины эквивалентных электрических параметров пьезоэлементов может быть выполнено с помощью моста переменного тока, измерителя добротности, а на частоте механического резонанса — даже более простыми способами. Рассмотрим градуировку с помощью RC-моста переменного тока (рис. 3.15).

Испытуемый преобразователь включен в плечо моста переменного тока, работающего на заданной частоте градуировки. Мост балансируется по минимальному сигналу путем регулировки магазинов образцовых сопротивления и емкости.

С помощью моста определяются последовательно включенные эквивалентные значения  $R_1$  и  $C_1$ . Чтобы перейти к значениям  $R_{н,з}$ ,  $R_{н,з}$  и  $C_s$ , соответствующим схеме, приведенной на рис. 3.14, а, представляющей эквивалентную электрическую схему преобразователя ниже частоты механического резонанса необходимо

преобразовать полученные данные. Так как емкостные сопротивления значительно больше последовательных активных сопротивлений, то это можно выполнить по известным формулам  $R_{\text{пос}} = X^2/R$ .

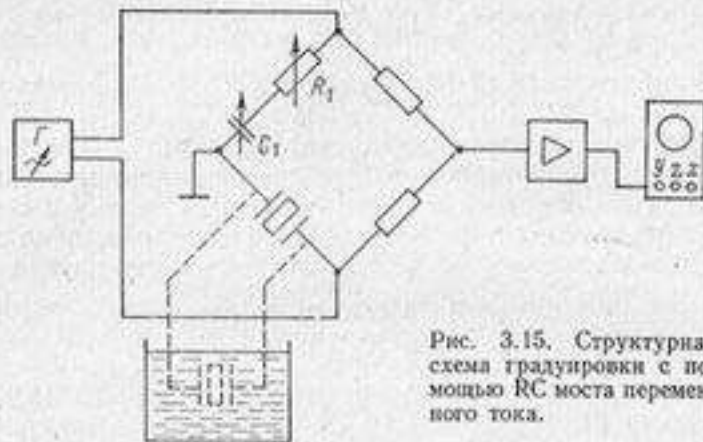


Рис. 3.15. Структурная схема градуировки с помощью RC моста переменного тока.

Соответствующие формулы при переходе от схемы 3.16, а, б, в к схеме 3.16, г будут следующие.

Соотношения при преобразовании имеют вид

$$R_1 = \frac{R_1' C_2^2}{(C_\Phi + C_2)^2}; \quad C_1 = C_2 + C_\Phi \quad (3.29)$$

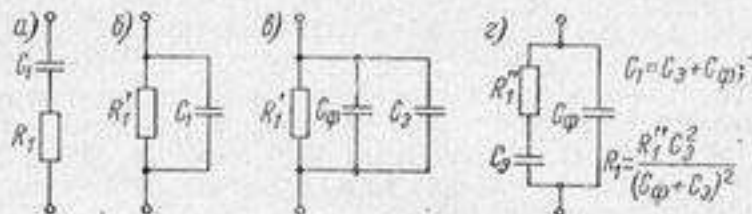


Рис. 3.16. Переход от последовательного соединения магистров моста к последовательно-параллельному соединению электрической схемы пьезопреобразователя.

Когда преобразователь отбалансирован в воздухе, определяется значение

$$R_{\text{п. в}} = \frac{R_{\text{в}} (C_\Phi + C_2)^2}{C_2^2}, \quad (3.30)$$

где  $R_{\text{в}}$  — активное сопротивление моста.

При помещении его в воду и новой балансировке

$$R_{\text{п. в}} + R_{\text{н. в}} = \frac{R_{\text{с}} (C_\Phi + C_2)^2}{C_2^2}, \quad (3.31)$$

где  $R_{\text{с}}$  — отсчет сопротивления на мосте в этом случае.

Тогда значение сопротивления излучения будет равно

$$R_{\text{из. в}} = (R_{\text{с}} - R_{\text{в}}) \frac{(C_\Phi + C_2)^2}{C_2^2}. \quad (3.32)$$

Подставляя это значение в формулу (3.27), получаем

$$M = \left[ \frac{4\pi c K (R_{\text{с}} - R_{\text{в}})}{\rho \omega^2} \right]^{1/2} \cdot \frac{K \cdot \text{коэф. взаимостр.}}{\pi c \omega^2} \quad (3.33)$$

Таким образом, для определения чувствительности достаточно измерить с помощью моста переменного тока значение активного электрического сопротивления преобразователя при нахождении его в воздухе и воде.

Подставляя табличные значения  $c$  и  $\rho$  для воды, получим более простую формулу

$$M = \frac{0,7}{f} \sqrt{K (R_{\text{с}} - R_{\text{в}})}, \quad \text{В/Па}, \quad (3.34)$$

где  $f$  — рабочая частота, Гц; значения  $R_{\text{с}}$  и  $R_{\text{в}}$  выражаются в омах.

Верхняя граничная частота определяется частотой механического резонанса (при ней мост, показанный на рис. 3.15, балансироваться не будет); нижняя — чувствительностью моста переменного тока и характеристиками пьезоматериала. С понижением частоты уменьшается влияние вносимого сопротивления и, следовательно, разность  $R_{\text{с}} - R_{\text{в}}$ . Необходимо, чтобы эта разность оставалась больше минимального отсчета сопротивления с помощью моста.

Градуировку, подобную описанной, на частотах ниже механического резонанса можно также осуществить с помощью измерителя добротности, например, ИДН-1. Для этой цели пьезопреобразователь подключают к емкостным зажимам этого прибора. К индуктивным зажимам присоединяют катушку индуктивности.

Эквивалентная схема контура измерителя добротности с присоединенным к ней пьезопреобразователем представлена на рис. 3.17. Значения  $L_{\text{к}}$ ,  $C_{\text{к}}$  и  $R_{\text{к}}$  характеризуют индуктивность, емкость и потери, свойственные контуру прибора.

Преобразуя схему для получения последовательного контура LCR, имеем следующие соотношения между элементами:

$$C_{\text{з}} = C_{\text{к}} + C_\Phi + C_2; \quad R_{\text{к}} = \frac{R_{\text{к}}' C_{\text{з}}^2}{C_2^2}. \quad (3.35)$$

Измеряем добротность получившегося контура  $Q_1$  при расположении преобразователя в воздухе, добротность  $Q_2$  при его помещении в воду, а также производим отсчет емкости по шкале прибора при подключенном преобразователе  $C_{\text{к}}$  и отсчет ее  $C_2$ , когда преобразователь отключен, а вместо него введена дополнительная емкость прибора той же величины, что и суммарная

емкость преобразователя. Очевидно,  $C_x = C_z - C_\phi - C_s$ . Тогда  $C_\phi + C_s = C_z - C_x$ .

Из приведенных соотношений следует

$$Q_1 = \frac{C_z}{\omega C_s^2 (R_{н.з} + R_x)}; \quad Q_2 = \frac{C_z}{\omega C_s^2 (R_{н.з} + R_{н.з} + R_x)}$$

Отсюда

$$R_{н.з} = \frac{C_z}{\omega C_s^2} \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}$$

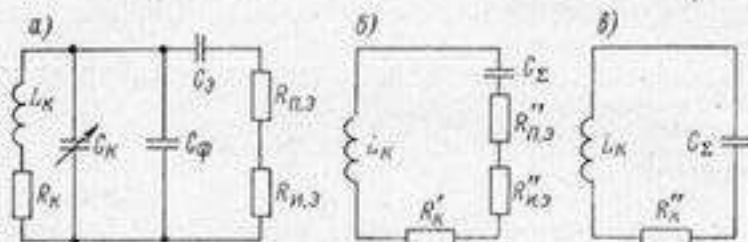


Рис. 3.17. Эквивалентная схема контура измерителя добротности с присоединенным к ней пьезопреобразователем (а); эквивалентная схема, приведенная к последовательному соединению элементов (б); эквивалентная схема при замене преобразователя равной ему емкостью (в).

Подставляя в формулу (3.27), получаем

$$M = \left[ \frac{4\pi c K (Q_1 - Q_2) C_z}{\rho \omega^3 Q_1 Q_2 (C_s + C_\phi)^2} \right]^{1/2} = \left[ \frac{4\pi c K (Q_1 - Q_2) C_z}{\rho \omega^3 Q_1 Q_2 (C_z - C_{н.з})^2} \right]^{1/2}. \quad (3.36)$$

Градуировка на частоте механического резонанса указанным методом может быть выполнена по формуле (3.28) с помощью мостовых методов или специальных схем.

К числу достоинств этого метода относятся простота используемой аппаратуры, малое влияние на результаты отражений от стен помещений, что позволяет делать градуировку в небольших баках. Недостатком его является пониженная точность результатов и необходимость извлечения преобразователя из воды, что не всегда удобно.

### 3.3.5. Градуировка в камере малого объема

Камера малого объема должна иметь размеры существенно меньше длины звуковой волны в среде, заполняющей объем камеры и акустически жесткие стенки. Это условие хорошо выполняется в газах и потому градуировка микрофонов в камере малого объема широко распространена.

Обычно используется кольцо малой высоты, к торцам которого присоединяются испытуемый микрофон и микрофон, служащий

источником звука. Градуировка производится методом трех преобразователей согласно рис. 3.6.

Для замкнутой камеры малого объема коэффициент взаимности определяется выражением

$$H = \frac{kV}{\rho c}, \quad (3.37)$$

где  $V$  — объем камеры.

Для звукового диапазона частот используют камеры с объемом от 2 до 40 см<sup>3</sup>.

Типовая камера объемом в 20 см<sup>3</sup> при заполнении ее воздухом позволяет осуществлять градуировку до 5000 Гц. При заполнении камеры водородом, скорость звука в котором в 3,7 раза больше, чем в воздухе, условие малости размеров камеры сохраняется до 18 кГц.

Недостатком указанной процедуры градуировки является необходимость, по крайней мере, двукратной перестановки преобразователей в процессе градуировки.

А. Н. Ривин предложил конструкцию малой камеры для градуировки измерительных микрофонов, в которой можно ограничиваться только электрическими переключениями. Для этой цели в качестве камеры используется пьезоэлектрическое кольцо, которое выполняет роль вспомогательного излучателя. Вибронизолирующие прокладки исключают передачу вибраций от колеблющихся стенок камеры к мембранам испытуемого микрофона и обратимого преобразователя. Схема переключений от одного этапа измерений к другому показана на рис. 3.18. Она похожа на схему, приведенную на рис. 3.10, однако здесь измерения производятся на непрерывных колебаниях и вместо малого сопротивления включена емкость  $C_0$  (для измерения тока).

При градуировке в каждом из четырех положений с помощью децибелльных делителей устанавливается одинаковое значение сигнала на экране осциллографа.

Чувствительность испытуемого микрофона (дБ) определяется по формуле

$$M = \frac{1}{2} [(k_1 + k_x - k_2 - k_4) + N], \quad (3.38)$$

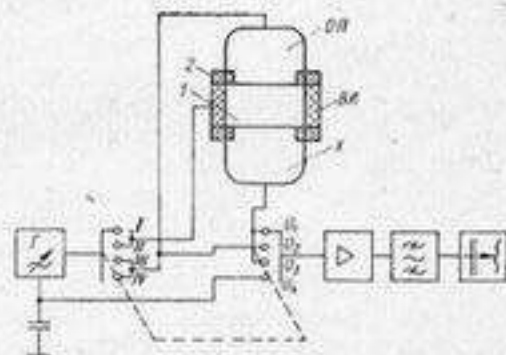


Рис. 3.18. Структурная схема градуировки микрофонов в камере малого объема.

1 — камера связи; 2 — резиновые прокладки. ВН — вспомогательный излучатель в виде пьезоэлектрического кольца; ОП — обратимый преобразователь — микрофон; X — испытуемый микрофон.

где  $k_1, k_2, k_3$  и  $k_4$  — сумма отсчетов на децибелных делителях и выходном приборе при каждом положении переключателя;

$$N = \left( \frac{V}{C_{\text{эф}} \rho c^2} \right)^{1/2},$$

где  $N$  выражается в децибелах относительно единицы;  $M$  — в децибелах относительно 1 В/Па.

Погрешность градуировки микрофонов в камере малого объема может быть сделана малой — 0,1—0,2 дБ.

При градуировке гидрофонов в малой камере с водой нельзя пренебрегать влиянием стенок (их трудно выполнить акустически жесткими). Поэтому применяют меры по предварительному определению акустической податливости системы, состоящей из камеры и преобразователя (податливость одной камеры равна  $kV/\rho c$ ), которая определяет коэффициент взаимности для этого случая.

Описанные до сих пор методы градуировки дают значение чувствительности приемника в направлении, определяемом его положением по отношению к источнику звука при градуировке. Для приемников, работающих в диффузном поле, требуется значение чувствительности, усредненное по всем направлениям. Для этой цели градуировка производится в реверберационной камере на расстояниях между излучателем и приемником достаточно больших, чтобы можно было пренебречь прямым сигналом.

В качестве вспомогательного излучателя используются штатные излучатели, создающие в камере диффузное поле. Они возбуждаются шумовым сигналом в определенной полосе частот. Для третьего этапа измерений обратный преобразователь возбуждается также шумовым сигналом. Измеряемые напряжения  $U_1, U_2, U_3$  и  $U_4$  (согласно схеме рис. 3.8) усредняются в заданной полосе частот.

Чувствительность определяется выражением

$$M_x = \sqrt{\frac{U_1 U_3}{U_2 U_4} R H_d}, \quad (3.39)$$

где  $H_d$  — коэффициент взаимности для диффузного поля, равный

$$H_d = \frac{2,1}{\rho c f} \frac{V}{T}, \quad (3.40)$$

где  $\rho, c$  — плотность и скорость звука в среде камеры;  $V$  — объем камеры;  $T$  — время стандартной реверберации камеры;  $f$  — средняя частота используемого диапазона.

Время стандартной реверберации является частотно-зависимой постоянной камеры и может быть определено заранее для используемых частот.

### § 3.4. ГРАДУИРОВКА МЕТОДОМ ПИСТОИФОНА

В области инфразвуковых и низких звуковых частот как в воздухе, так и в жидкости для градуировки пользуются методом пистонфона.

Пистонфон представляет собой малую по сравнению с длиной волны камеру с жесткими стенками. В камере объемом  $V$  перемещается по гармоническому закону с амплитудой  $x$  поршень площадью  $S$ . Поршень обычно приводится в движение от электродвигателя кривошипным механизмом. Изменение объема при адиабатическом сжатии (расширении) вызывает соответствующее изменение давления — звуковое давление, которое регистрируется приемником звука, помещаемым в камеру.

Чувствительность определяется выражением

$$M = \frac{UV}{V \rho c^2 x S}, \quad (3.41)$$

где  $\gamma = C_p/C_v$  — отношение удельных теплоемкостей;  $p_{\text{ст}}$  — статическое давление в камере (измеряемое манометром до начала перемещения поршня).

Практически стенки камеры не являются полностью жесткими, а процесс сжатия—разрежения не адиабатичен. Поэтому необходимо вводить поправки на недостаточную жесткость камеры и неполную адиабатичность процесса.

Конструкции пистонфонов достаточно разнообразны. Одно из его распространенных применений — в качестве портативного калибратора микрофонов или гидрофонов на одной фиксированной частоте путем создания давления заданной величины. Эта величина может быть определена и поддерживаться с высокой точностью (менее 0,3 дБ). На рис. 3.19 приведен внешний вид портативного пистонфона типа 4220 (на рис. 1.3 — его конструкция).

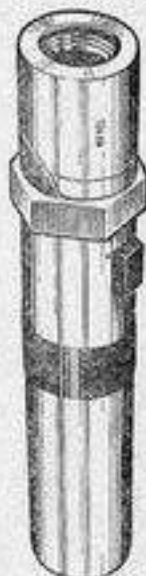


Рис. 3.19. Внешний вид пистонфона типа 4220.

### § 3.5. ГРАДУИРОВКА МИКРОФОНОВ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Этот вид градуировки применим только для микрофонов, обладающих плоской диафрагмой. К ним относятся конденсаторные микрофоны, поэтому метод распространен довольно широко.

На малом расстоянии от мембраны помещают специальный жесткий металлический электрод (поэтому этот метод иногда называют методом дополнительного электрода). Между электродом и мембраной прикладывается постоянное  $E$  и переменное  $U \sin \omega t$  напряжения. Сила электростатического напряжения (понижимая сила) пропорциональна квадрату приложенного напряжения, площади мембраны и обратно пропорциональна квадрату расстояния  $d$  между мембраной и электродом.

Значение давления, действующего на мембрану, равно

$$p = \frac{\epsilon_0}{2d^2} \left[ 2EU \sin \omega t - \frac{U^2}{2} \cos 2\omega t + \left( E^2 + \frac{U^2}{4} \right) \right]. \quad (3.42)$$

В правой части равенства первый член характеризует составляющие давления на частоте возбуждения, второй член — вторую гармонику, а последний — постоянное приложенное давление. Значение  $E$  выбирается намного больше  $U$ , поэтому первый член существенно больше второго. Постоянное давление лишь незначительно изменяет емкость конденсаторного микрофона.

Схема градуировки приведена на рис. 3.20.

Рабочая формула при градуировке имеет вид

$$p = \frac{8,85EU}{d^2} 10^{-12}, \text{ Па}, \quad (3.43)$$

где  $E$ ,  $U$  выражено в вольтах, а  $d$  — в метрах.

При малых зазорах (что повышает значение давления) на результатах начинает сказываться упругость слоя воздуха между мембраной и добавочным электродом. Для устранения этого влияния применяется перфорирование электрода. Значение  $d$  в этом случае в формуле (3.43) изменяется на некоторую эквивалентную величину, зависящую от размеров перфораций и их концентрации. Создаваемое давление не зависит от частоты, поэтому метод успешно используется от самых низких частот до частот, когда размеры электрода становятся соизмеримыми с длиной волны звука и сказываются краевые эффекты.

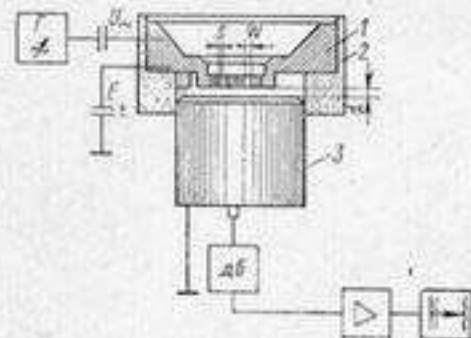


Рис. 3.20. Структурная схема градуировки микрофонов электростатическим методом.

1 — электрод возбуждателя; 2 — звукоизолирующий корпус; 3 — испытуемый микрофон.

К недостаткам метода относится трудность установки электрода строго параллельно мембране и определения величины зазора. Для каждого размера приемников необходимо изготовлять дополнительные электроды соответствующих размеров. Погрешность метода составляет 5—10 %.

Метод позволяет не только производить градуировку микрофонов, но и осуществлять сквозную градуировку измерительных трактов с приемниками, обладающими плоской мембраной.

### § 3.6. ГРАДУИРОВКА ГИДРОФОНОВ МЕТОДАМИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ И ПЬЕЗОКОМПЕНСАЦИИ

#### 3.6.1. Метод электродинамической компенсации

Схема установки для градуировки методом электродинамической компенсации приведена на рис. 3.21.

В камере малого объема, в которую помещен испытуемый гидрофон и излучатель звука, создается звуковое давление, вы-

зывающее напряжение на выходе гидрофона. От того же генератора через устройства для регулировки амплитуды и фазы колебаний возбуждается мембрана, вмонтированная в крышку камеры. Подбором амплитуды и фазы тока возбуждения добиваются компенсации звукового давления в камере, о чем свидетельствует минимум вибраций мембраны, контролируемых оптическим индикатором. Фиксируется величина тока компенсации  $I_k$ , прямо пропорциональная компенсированному давлению  $p$ :

$$p = \frac{\rho_{ст} I_k}{I_0}, \quad (3.44)$$

где  $\rho_{ст}$  — гидростатическое давление, задаваемое при статической градуировке;  $I_0$  — постоянный ток в катушке электродинамического преобразователя, требующийся для компенсации прогиба мембраны. Гидростатическое давление измеряется манометрами с высокой точностью, поэтому данный метод позволяет осуществлять градуировку с погрешностью менее 0,5 дБ в диапазоне 0,1—1000 Гц. Искомая чувствительность будет равна

$$M = \frac{U_1}{p} = \frac{U_1 I_0}{\rho_{ст} I_k}. \quad (3.45)$$

Так как ток компенсации в (3.44) прямо пропорционален звуковому давлению, не обязательно производить компенсацию при градуировке, достаточно ее провести при определении постоянной камеры  $\rho_{ст}/I_0$ , а при градуировке задавать давление  $p$  возбуждением электродинамического вибратора током  $I_k$ .

#### 3.6.2. Метод пьезоэлектрической компенсации

В этом методе сама малая камера формируется из двух упругосвязанных пьезоэлектрических цилиндров (рис. 3.22), закрытых по торцам крышками. В одну из крышек вмонтирован вспомогательный излучатель. Внутри камеры помещается испытуемый гидрофон.

Процедура градуировки заключается в создании с помощью излучателя  $I$  в камере некоторого давления на заданной частоте.

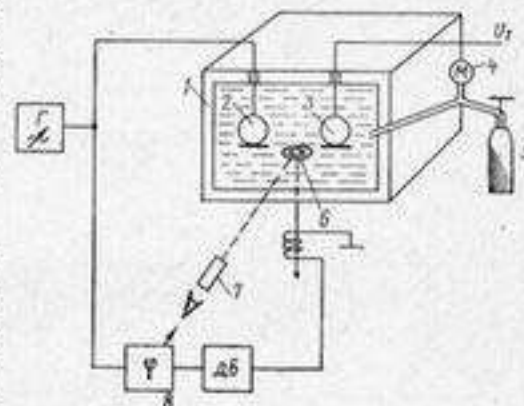


Рис. 3.21. Структурная схема установки для градуировки методом электродинамической компенсации.

1 — корпус камеры; 2 — излучатель; 3 — испытуемый приемник; 4 — манометр; 5 — источник гидростатического давления; 6 — электродинамический излучатель; 7 — микроскоп; 8 — фазо-вращатель.

Измеряется напряжение  $U_1$  на выходе приемника, затем давление компенсируется подбором амплитуды и фазы напряжения  $U_k$ , подаваемого на внешний цилиндр (называемый нуль-органом). Момент компенсации определяется по минимуму сигнала, снимаемого с внутреннего цилиндрического преобразователя (называемого нуль-индикатором).

Чувствительность определяется выражением

$$M = \frac{U_1}{U_k S_0}, \quad (3.46)$$

где  $S_0$  — постоянная установки.

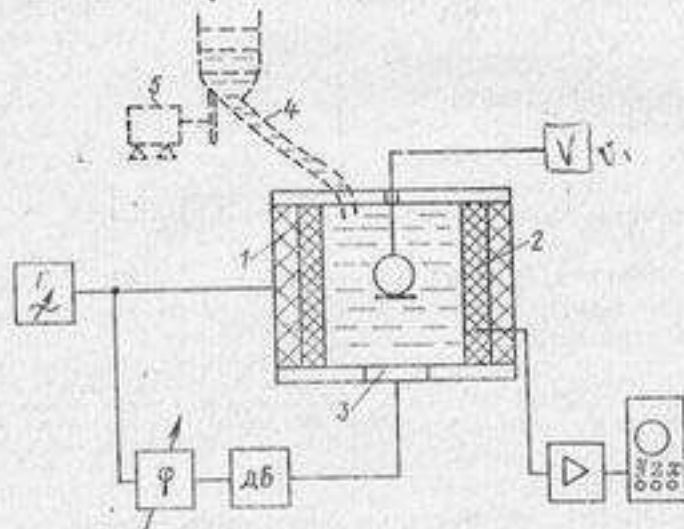


Рис. 3.22. Градуировка методом пьезоэлектрической компенсации.

1 — нуль-орган; 2 — нуль-индикатор; 3 — излучатель; 4 — сосуд для регулировки уровня; 5 — эксцентриковый привод.

Постоянная установки определяется путем компенсации в камере давления  $p_0$ , создаваемого колеблющимся столбом жидкости на частоте 0,7—1 Гц,

$$S_0 = \frac{p_0}{U_0}, \quad (3.47)$$

где  $U_0$  — напряжение компенсации в этом случае.

Так как давление в камере прямо пропорционально напряжению  $U_k$ , градуировку можно производить, поддерживая постоянное значение  $U_k$  на нуль-органе и измеряя напряжение  $U_1$  на выходе гидрофона, т. е. не проводя компенсацию. Однако постоянная  $S_0$  должна быть определена путем компенсации давления, создаваемого колеблющимся столбом жидкости.

Постоянную компенсации камеры можно определить не только на нижней частоте диапазона, но и на других частотах работы камеры, простирающихся до 3—4 кГц, если использовать приемник с известной чувствительностью  $M$ , неизменной на низких частотах. В этом случае, проведя компенсацию и зафиксировав значение сигнала на выходе приемника  $U_1$ , можно решить из формулы (3.46) обратную задачу — найти постоянную

$$S_0 = \frac{U_1}{MU_k}. \quad (3.48)$$

Погрешность градуировки методом пьезокомпенсации не превышает 0,5 дБ.

### § 3.7. ГРАДУИРОВКА В СТОЛБЕ КОЛЕБЛЮЩЕЙСЯ ЖИДКОСТИ

На гидрофон, помещенный на глубине  $h$  в сосуд, возбуждаемый вибратором (рис. 3.23), действует звуковое давление  $p$ , обусловленное двумя составляющими — изменением гидростатического давления (из-за колебаний уровня жидкости) и градиентом давления, необходимым для ускорения частиц жидкости

$$p = \rho \xi g + \rho \xi \ddot{\xi}, \quad (3.49)$$

где  $\rho$  — плотность жидкости;  $g$  — ускорение силы тяжести;  $\xi$ ,  $\ddot{\xi}$  — смещение и ускорение частиц жидкости;  $h$  — глубина погружения гидрофона.

Первый член в правой части этой формулы, определяемый колебаниями гидростатического давления, имеет заметное значение только на частотах от долей герца до 3—5 Гц. Именно в этом диапазоне метод используется для градуировки, так как на более высоких частотах возникают резонансные явления в измерительном сосуде и градуировка встречает затруднения.

Давление можно изменять путем вертикальных покачиваний гидрофона или изменением уровня воды при неподвижном гидрофоне. Второй способ удобнее, так как позволяет избежать шумов обтекания. Полость измерительной камеры сообщается гибким шлангом с открытым сосудом, который с помощью эксцентрикового привода совершает синусоидальные вертикальные перемещения.

Чувствительность испытуемого гидрофона равна

$$M = \frac{U}{\rho \xi g}, \quad (3.50)$$

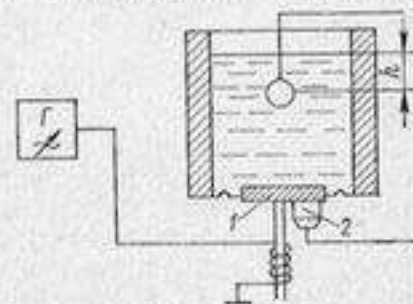


Рис. 3.23. Градуировка гидрофонов в столбе колеблющейся жидкости. 1 — мембрана вибратора; 2 — акселерометр.

где  $\xi$  — амплитуда вертикального перемещения уровня воды. Диапазон частот градуировки этим методом — от долей герца до 1 Гц. Погрешность — менее 0,5 дБ.

Заметим, что для всех методов градуировки гидрофонов (особенно в камерах малого объема) совершенно необходима процедура исключения даже малых воздушных пузырьков в водной среде, на стенках камеры или поверхности гидрофона, так как устойчивые надежные результаты могут быть получены только при полном отсутствии пузырьков воздуха.

### § 3.8. ГРАДУИРОВКА ПРИЕМНИКОВ ВИБРАЦИЙ

Приемники вибраций градуируют с помощью следующих трех основных методов:

— создание источником вибраций колебаний виброплиты, на которую устанавливают испытуемый приемник. Такие установки называют также вибростендами. Характеристики колебаний виброплиты определяют оптическим или емкостным методом;

— сравнение результатов, получаемых при измерении одних и тех же колебаний образцовым и испытуемым приемниками;

— абсолютная градуировка на основе соотношений взаимности.

В настоящее время имеются надежные стационарные устройства, позволяющие градуировать приемники вибраций на частотах от 1 до 20 000 Гц с хорошей точностью.

Конструкция виброплиты должна обеспечивать ее стабильные колебания преимущественно одного типа (поперечные, продольные) в широком диапазоне частот. Нелинейные искажения должны быть малы (форма кривой возбуждающего сигнала контролируется анализатором гармоник). Должно быть всемерно снижено влияние внешних помех, что обеспечивается амортизацией вибростенда в целом, включая и его фундамент. Для получения стабильных результатов большое значение имеет высокое качество изготовления и сборки элементов, подверженных колебаниям.

Для измерения амплитуды колебаний наиболее широко используются оптические методы (микроскоп, стробинтерференция и интерференция лазерных лучей). При стробинтерференции белый свет электрической лампы, интерферируя после отражения двух пучков от неподвижного и колеблющегося зеркал, образует единую черную полосу, темные полосы  $\xi$  по ее краям и далее, окрашенные полосы. При этом черная ахроматическая полоса перемещается по шкале пропорционально размаху колебаний. На самых низких частотах сдвиг ахроматической полосы наблюдается визуально и служит указателем амплитуды колебаний. На звуковых частотах эту картину наблюдают в окуляре микроскопа при работе источника света от прерывистого источника питания.

Рассмотрим типовую схему для измерения амплитуды колебаний с помощью лазерной интерферометрии, показанную на рис. 3.24, а. Свет от лазерного источника 1 через диафрагму 2 (оптический квантовый генератор ОКГ-ЛГ-75) попадает на полупрозрачное зеркало 3 и разделяется на два луча. Один луч поступает на опорное зеркало 4, закрепленное на пьезоэлектрическом элементе 5, а другой — на рабочее зеркало 6; в качестве рабочего зеркала используется полированная поверхность вибро-

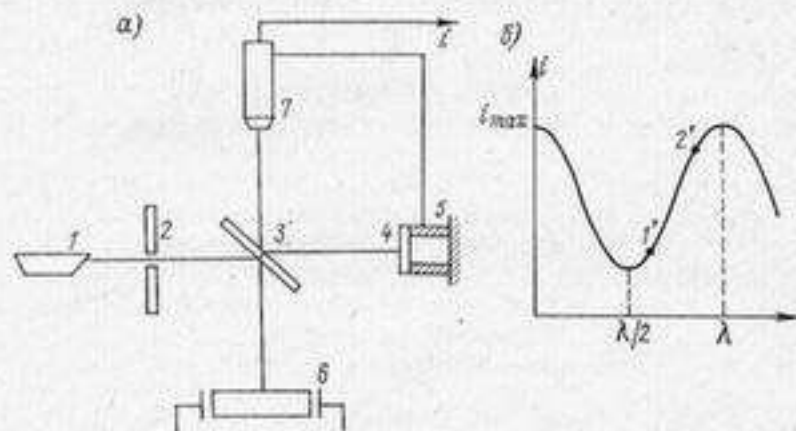


Рис. 3.24. Структурная схема интерферометрической лазерной установки для измерения амплитуды колебаний ЛИУ-2 (а) и зависимость тока фотоумножителя от амплитуды колебаний (б).

1 — лазерный источник (ОКГ-ЛГ-75); 2 — диафрагма; 3 — полупрозрачное зеркало; 4 — опорное зеркало; 5 — пьезоэлемент; 6 — измеряемая поверхность виброплиты; 7 — фотоумножитель.

плиты, амплитуда колебаний которой подлежит измерению. Может быть использована также сменная полированная пластинка, жестко закрепляемая на поверхности колеблющегося изделия. Отражения сигнала от опорного и рабочего зеркала снова, пройдя через полупрозрачное зеркало 3, суммируются между собой, образуя интерференционную картину, и поступают в фотоумножитель 7. Регулируемыми винтами интерференционная картина преобразуется в одно центральное пятно, яркость которого определяется разностью хода лучей. Ток фотоумножителя изменяется в зависимости от амплитуды колебаний по закону, показанному на рис. 3.24, б.

На участке  $I'-2'$  зависимость изменения тока от изменения разности хода лучей  $\Delta l$  линейна и определяется выражением

$$\Delta I = \frac{2\pi(I_{\max} - I_{\min})}{\Lambda} \Delta l,$$

где  $\Lambda$  — длина световой волны лазера.

Для измерения предварительно микрометрическими винтами регулируют расстояние, чтобы значение тока было  $I_{\text{ср}}$ .

Паразитные смещения исследуемой поверхности, вызываемые вибрациями помещения, внешними акустическими воздействиями на низких частотах, компенсируются применением обратной связи. При этом изменяется разность хода лучей, приводящая к изменению сигнала в цепи обратной связи, который вызывает смещение пьезоэлемента и связанного с ним опорного зеркала так, что восстанавливается начальная разность хода интерферирующих лучей; на рабочих частотах эта обратная связь не работает (она зашунтирована конденсатором). Этим методом могут быть измерены колебания с амплитудой меньше  $3 \cdot 10^{-8}$  м на частотах от 10 до  $10^7$  Гц.

Перспективным является развитие голографических методов измерения вибраций, а также методов, использующих эффект Мессбауера и доплеровское смещение частоты.

Голографические интерферограммы вибрирующих поверхностей позволяют оценивать однородность колебаний в трех измерениях пространства, что особенно важно при выборе участков для возбуждения и приема колебаний.

Эффект Мессбауера заключается в резонансном поглощении гамма-квантов в кристаллах. В системе из излучателя гамма-квантов и поглотителя при нарушении условий резонанса число гамма-квантов, проходящих через поглотитель, возрастает. Если источник колеблется относительно поглотителя, то энергия, прошедшая через поглотитель, резко возрастает. Чувствительность эффекта гамма-резонанса к величине вибрации велика.

Звуковые колебания, отражающиеся от колеблющейся поверхности из-за эффекта Доплера, изменяют свою частоту по сравнению с сигналами, отраженными от неподвижной поверхности. Разница обусловлена частотой и амплитудой вибраций, что позволяет оценивать их количественно.

В производственных условиях чаще всего осуществляют градуировку приемников вибраций путем сравнения показаний испытуемого и образцового приемника при работе одного и того же источника вибраций. Эта процедура дает правильные результаты при выполнении ряда условий:

- режим работы источника вибраций должен сохраняться неизменным при измерении испытуемым и образцовым приемником. Для этого измерения должны выполняться в течение короткого промежутка времени, чтобы внешние условия — давление, температура, влажность — за это время не успели измениться;

- рекомендуется применять метод замещения, т. е. устанавливать образцовый и испытуемый виброприемники на одно и то же место, так как распределение амплитуд вибраций по поверхности колеблющегося тела носит сложный характер;

- коэффициент передачи измерительного тракта должен сохраняться неизменным;

- если тип и размер испытуемого приемника отличаются от образцового, то необходима оценка правильности согласования

выходов испытуемого и образцового приемников с входом усиленного устройства;

- воздействие колебаний, распространяющихся под углом к измеряемому, также следует оценивать;

- значение помех должно быть на 10—15 дБ ниже уровня полезного сигнала;

- внешние условия эксперимента (температура, давление, влажность) должны соответствовать условиям, при которых градуировался образцовый приемник (которые обычно указываются в его паспорте);

Существует большое число вибростендов с электродинамическим и пьезоэлектрическим источниками колебаний.

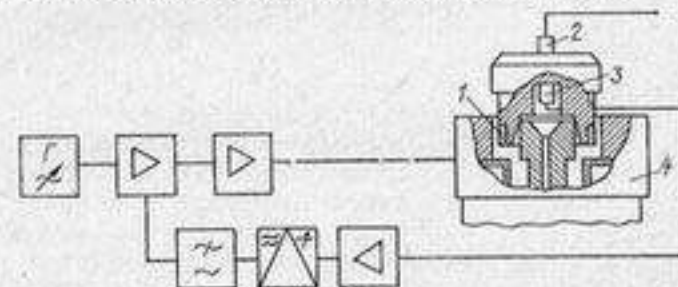


Рис. 3.25. Портативная виброплита с автоматическим поддержанием заданного уровня ускорений в рабочем диапазоне частот.

1 — обмотка возбуждения; 2 — испытуемый виброприемник; 3 — контрольный виброприемник; 4 — постоянный магнит.

Для получения ровной частотной характеристики создаваемых вибраций (например, ускорения) виброплиты применяется система электромеханической обратной связи с помощью дополнительного приемника, помещаемого на обратной стороне плиты (рис. 3.25). Заметим, что все элементы, входящие в цепь обратной связи (приемник, усилитель, детектор), должны иметь равномерные стабильные характеристики в рабочем диапазоне частот. Стабилизация выходных значений обеспечивается за счет снижения уровней колебаний. Она действует и при изменении частоты возбуждения источника вибраций, обеспечивая самобалансировку тракта на одном и том же уровне вибраций в рабочем диапазоне частот.

### 3.8.1. Градуировка приемников вибрации методом взаимности

Чувствительность электромеханического преобразователя в режиме излучения  $S_f$  оценивается отношением силы, развиваемой преобразователем, к току возбуждения и в соответствии с принципом взаимности равна чувствительности этого же преобразова-

теля в режиме приема  $M_{\xi}$ , оцениваемой отношением напряжения, создаваемого им, к колебательной скорости.

Градуировка обычно выполняется методом трех преобразователей, описанным ранее, причем преобразователи соединяются между собой чувствительными элементами попарно. Обычно используют все три приемника одного типа. Рассмотрим последовательно этапы градуировки приемников  $A$ ,  $B$  и  $C$ , показанные на рис. 3.26.

На первом этапе приемник  $A$  служит вспомогательным излучателем и возбуждается от генератора электрических колебаний. Напряжение холостого хода  $U_1$  измеряют на выходе градуируемого приемника  $B$ :

$$U_1 = M_{\xi B} \frac{S_{\xi A} I}{z_A + z_B}, \quad (3.51)$$

где  $S_{\xi A}$  — чувствительность приемника  $A$  в режиме излучения;  $M_{\xi B}$  — чувствительность приемника  $B$  в режиме приема;  $z_A$ ,  $z_B$  — механические сопротивления приемников  $A$  и  $B$ ;  $I$  — ток возбуждения.

На втором этапе режим возбуждения приемника  $A$  сохраняется неизменным, а измеряется напряжение  $U_2$  на выходе приемника  $C$ :

$$U_2 = M_{\xi C} \frac{S_{\xi A} I}{z_A + z_B}. \quad (3.52)$$

Рис. 3.26. Последовательные этапы градуировки приемников вибраций методом взаимности.

На третьем этапе приемник  $C$  служит излучателем, а приемник  $B$  — приемником.

Измеряется напряжение  $U_3$  на выходе приемника  $B$  и напряжение  $U_4$  на малом сопротивлении  $R$ , включенном последовательно в цепь возбуждения обратимого преобразователя,

$$U_3 = \frac{S_{\xi C} U_4}{R(z_C + z_B)}. \quad (3.53)$$

Первые два этапа измерений позволяют сравнить чувствительности приемников  $B$  и  $C$ :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{M_{\xi B}(z_A + z_C)}{M_{\xi C}(z_A + z_B)}. \quad (3.54)$$

Решая совместно (3.53) и (3.54), находим

$$M_{\xi B} = \sqrt{\frac{U_1 U_3 R (z_A + z_B)(z_C + z_B)}{U_2 U_4 (z_A + z_C)}}. \quad (3.55)$$

На низких частотах  $z = j\omega m$ , где  $m$  — масса соответствующего приемника.

Для определения более распространенной чувствительности по ускорению используем соотношение

$$M_{\xi} = M_{\xi \omega},$$

тогда

$$M_{\xi B} = \sqrt{\frac{U_1 U_3}{U_2 U_4} \frac{R}{\omega} \frac{(m_A + m_B)(m_C + m_B)}{(m_A + m_C)}}. \quad (3.56)$$

Выражение (3.56) действительно до частот, не превышающих  $0,8f_0$ , где  $f_0$  — наиболее низкая резонансная частота используемых преобразователей.

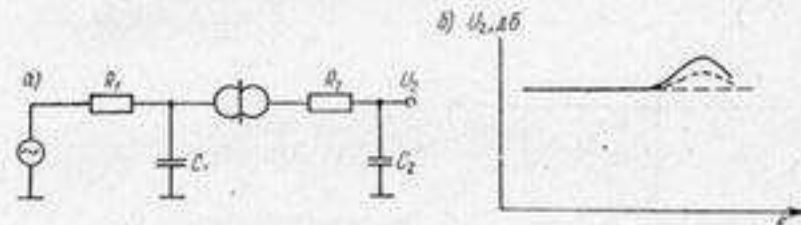


Рис. 3.27. Получение относительной частотной характеристики в области резонансных частот приемников вибраций. Схема присоединения элементов (а) и частотная характеристика выходного напряжения (б).

мых преобразователей. Масса приемников определяется взвешиванием. Удобнее использовать дополнительную массу  $m_0$  известной величины так, чтобы она превышала значение суммы  $m_1 + m_2$ , тогда

$$M_{\xi B} = \sqrt{\frac{U_1 U_3}{U_2 U_4} \frac{R m_0}{\omega}}.$$

Однако при этом частотный диапазон градуировки заметно уменьшается (с 30—50 кГц до 10—15 кГц), так как должно выполняться условие  $l/\lambda \ll 1$ , где  $l$  — максимальный размер массы.

Нижняя частота градуировки этим методом определяется возможностью возбуждения достаточного уровня вибраций обратимым преобразователем, которая уменьшается с частотой.

Относительную градуировку приемников вибраций, т. е. получение хода частотной характеристики чувствительности, в области резонансных частот можно получить, используя два идентичных виброприемника, соединенных чувствительными элементами, при возбуждении одного из них постоянным напряжением (рис. 3.27, а). Так как напряжение холостого хода, снимаемого со второго приемника, изменяется (для идеального преобразователя) пропорционально квадрату частоты, то целесообразно включить последовательно в измерительную цепь двойную цепь деления на частоту — цепочки  $RC$ , в которых выполнено усло-

вие  $R \ll 1/\omega C$ , где  $\omega$  — нижняя частота используемого диапазона. Анализ частотной характеристики, где напряжение выражено в децибелах (рис. 3.27, а), позволяет найти относительную частотную характеристику, ход которой совпадает с точками, полученными при делении пополам разницы между горизонтальной прямой (соответствующей идеальным виброприемникам) и реально полученной кривой.

Преимуществом градуировки приемников вибраций методом взаимности является простота оборудования (возбуждение производится непрерывными сигналами) и отсутствие необходимости в вибростендах, недостатком — сильное влияние помех и наводок вследствие малости полезных сигналов.

## Глава 4. ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ АКУСТИЧЕСКИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ И ПРИЕМНИКОВ

Параметрами, определяющими свойства электроакустических преобразователей, используемых в качестве излучателей или приемников звука, служат: частотная характеристика чувствительности в режиме приема или излучения, характеристика направленности, коэффициент концентрации, излучаемая акустическая мощность, коэффициент полезного действия, входное или выходное электрическое сопротивление. Ниже изложены методы определения или оценки этих величин.

### § 4.1. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

В предыдущей главе подробно изложены методы определения чувствительности излучателей и приемников звука на отдельных частотах. Для построения частотных характеристик чувствительности должно быть получено не менее 10—15 точек, равномерно расположенных в рабочем диапазоне частот. Для преобразователей резонансного типа большее число точек следует разместить в области максимума.

В некоторых случаях, например, при автоматическом поддержании уровня звукового давления в рабочем диапазоне частот может быть получена непрерывная кривая для выходного напряжения приемника. Очевидно, она и представляет собой частотную характеристику чувствительности приемника. Также получают непрерывную характеристику чувствительности в режиме излучения, если поддерживается постоянное значение тока воз-

буждения преобразователя при изменении частоты, а прием производится приемником постоянной чувствительности.

Структурная схема установки для получения чувствительности в режиме излучения показана на рис. 4.1. Для стабилизации тока возбуждения применяется цепь электронной отрицательной связи, автоматически изменяющая коэффициент передачи усилителя при изменении электрического сопротивления преобразователя с частотой.

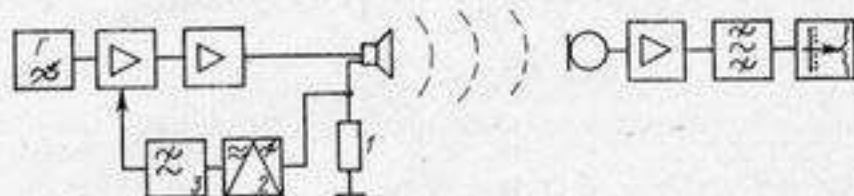


Рис. 4.1. Структурная схема установки для измерения хода частотной характеристики в режиме излучения.

1 — активное сопротивление; 2 — детектор; 3 — фильтр нижних частот.

### § 4.2. ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ И КОЭФФИЦИЕНТА КОНЦЕНТРАЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

#### 4.2.1. Измерение характеристики направленности

Необходимые величины для оценки направленности: угол раствора основного лепестка, острота изменения максимума, наличие амплитуды боковых лепестков, упомянутые в гл. 2, определяются из характеристики направленности.

Измерение характеристик направленности излучателей и приемников звука является простой операцией, но требует выполнения ряда условий для получения правильных результатов.

Типовая схема измерения характеристики направленности показана на рис. 4.2. Испытуемый преобразователь (излучатель или приемник) поворачивается вокруг оси, перпендикулярной плоскости, в которой определяется характеристика направленности. Расстояние  $r$  между излучателем и приемником следует выбирать так, чтобы характеристика направленности полностью сформировалась, т. е. не зависела от дальнейшего увеличения  $r$ .

Распространена приближенная оценка этой величины из равенства

$$r \geq \frac{2L^2}{\lambda}, \quad (4.1)$$

где  $L$  — максимальный габаритный размер преобразователя.

При получении такой оценки исходят из допущения о максимальной разнице в фазах в  $\pi/8$ , приходящих в место наблюдения

от различных точек поверхности излучателя, т. е. предполагают, что приемник точечный (тот же результат будет при точечном излучателе и приемнике с размером  $L$ ).

Если в качестве критерия использовать среднюю фазовую ошибку, то относительная погрешность измерения  $\delta$  направленности преобразователя с размером  $L$  при помощи точечного преобразователя будет равна

$$\delta = \frac{0,05L^2}{r^2\lambda^2}.$$

Расстояние по этому критерию определится неравенством

$$r \geq \frac{0,22L^2}{\sqrt{\delta}\lambda}. \quad (4.2)$$

При  $\delta = 0,012$  (т. е. 1,2 %) формула (4.2) переходит в (4.1).

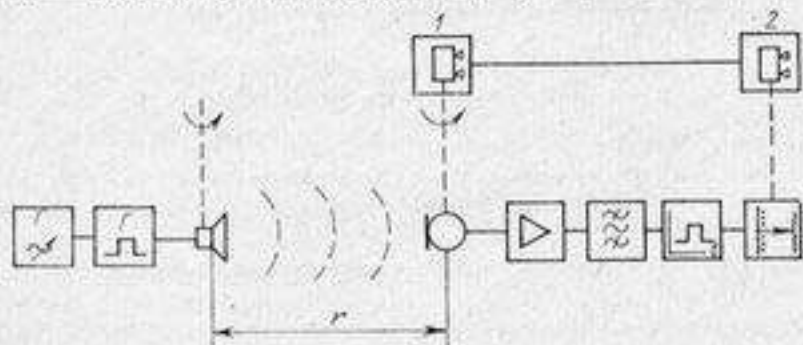


Рис. 4.2. Структурная схема установки для измерения характеристик направленности.

1 — сельсин-датчик; 2 — сельсин-приемник.

Если же излучение и прием производятся излучателями реальных размеров, то расстояние находится из выражения

$$r \geq \frac{0,63L^2}{\sqrt{\delta}\lambda}.$$

При том же значении  $\delta$

$$r \geq \frac{5,8L^2}{\lambda}. \quad (4.3)$$

Как видно, расстояние увеличивается почти в 3 раза по сравнению с формулой (4.1).

При разных размерах  $L_1$  и  $L_2$  излучателя и приемника соответствующая формула имеет вид

$$r \geq \frac{0,2(L_1^2 + L_2^2)}{\sqrt{\delta}\lambda}. \quad (4.4)$$

Условия измерений должны соответствовать свободному полю, чтобы при каждом угле поворота измерялся только сигнал, распространяющийся прямо от излучателя к приемнику. Такие условия могут существовать в заглушенной камере или при использовании импульсного режима работы, позволяющего отделить во времени прямой сигнал от отраженных.

Поворот системы обычно осуществляется с помощью электро-механического привода-двигателя и набора шестерен, обеспечивающих приемлемую частоту вращения, определяемую скоростью регистрации сигналов, характером среды и требуемой точностью структуры характеристики направленности. Скорость регистрации современных самописцев составляет доли секунды, требуемая точность обычно порядка 2—5°. Поэтому частота вращения преобразователя составляет 1—3 об/мин.

Для регистрации характеристики направленности в полярных координатах используют круглые бланки, поворачивающиеся синхронно с поворотом испытуемого преобразователя. В связи с неизбежным влиянием люфтов в механических соединениях привода вращения характеристики снимаются только при вращении в одну сторону, причем начало вращения не должно регистрироваться.

Синхронизация движения бумаги и вращения испытуемого преобразователя лучше всего обеспечивается сельсинной связью: ось сельсина-датчика механически соединяется с валом, непосредственно вращающим преобразователь (см. рис. 4.2), а ось сельсина-приемника — с осью вращения бланка. Сельсины обеспечивают точность передачи угла порядка 0,5°, что вполне достаточно для большинства акустических измерений.

Современные акустические, а особенно гидроакустические системы, характеризуются большими размерами, достигающими до 10—12 м, что требует при определении их характеристик направленности больших расстояний между излучателем и приемником. Так, например, при излучателе размером всего 1,5 м, работающем в воде на частоте 10 кГц, сформировавшаяся характеристика будет не ближе 15 м от него. Такие расстояния превышают возможности большинства измерительных камер и бассейнов, а проводить измерения в морских условиях дорого, громоздко и недостаточно точно.

В настоящее время развивается метод оценки направленности преобразователей, присущей им в дальней зоне, по измерениям, выполненным вблизи преобразователей в их «прожекторной» зоне или зоне Френеля. Это сложный трудоемкий метод, заключающийся в измерении амплитуды и фазы звукового давления (а в некоторых случаях еще амплитуды и фазы градиента звукового давления) по некоторой поверхности в ближнем поле преобразователя.

Математическую основу метода составляет выражение для функции Грина, связывающее распределение давления в замкну-

том пространстве в ближнем поле с характеристикой любой точки дальнего поля.

Для гармонических колебаний соответствующее уравнение имеет следующий вид:

$$p(P) = \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ p(Q) \frac{\partial}{\partial n} \left( \frac{e^{jkr}}{r} \right) - \frac{e^{jkr}}{r} \frac{\partial}{\partial n} [p(Q)] \right\} dS,$$

где  $p(P)$  — давление в заданной точке  $P$  в дальнем поле;  $p(Q)$  — давление в точке  $Q$  замкнутой поверхности  $S$ , внутри которой размещен источник;  $k$  — волновое число;  $r$  — расстояние от  $Q$  до  $P$ . Значения  $p(Q)$  и  $(\partial/\partial n)p(Q)$  являются комплексными, т. е. их следует определять по амплитуде и фазе.

Таким образом, в каждой точке поверхности  $S$  должны быть измерены комплексные значения звукового давления и его градиента в направлении нормали к поверхности. Реализация таких измерений очень сложна и обычно используются приближенные методы на основе ряда допущений. Если давление на участках замкнутой поверхности пренебрежимо мало, то интегрирование может производиться только по той поверхности, где оно значительно.

Наибольшее распространение нашел планарный зондовый метод, в котором распределение ближнего поля измеряется на плоскости, отстоящей на несколько длин волн от исследуемой антенны, а диаграмма направленности находится как преобразование Фурье измеренных значений амплитуды и фазы давления.

Измерения следует производить в точках с расстоянием между ними не более чем половина длины звуковой волны, а размеры плоскости, в которой осуществляется сканирование, должны заметно превышать размеры антенны. Полученные материалы обрабатываются с помощью ЭЦВМ, в которую поступают данные измерений, а программа предусматривает соответствующие расчеты. Указанная процедура представляет, по существу, процесс голографической цифровой обработки и позволяет получить характеристику направленности в любой заданной плоскости, т. е. ее пространственную характеристику, так как обрабатываются сигналы, характеризующие интерференционное поле; их восстановление не требует дополнительных измерительных процедур, а осуществляется путем программной обработки массива чисел, представляющих голограмму, на ЭЦВМ.

Другим направлением, в котором развиваются измерения в ближнем поле источника, является использование свойств плоского поля. Для этой цели применяется так называемая решетка Тротта — звукопрозрачная решетка больших размеров, составленная из групп точечных преобразователей, чувствительность которых изменяется по определенному закону. В результате вблизи антенны образуется объемная область однородных плоских бегущих волн. Особенность применения такой решетки в том, что для получения результатов не требуются расчеты и измерения по

точкам. Характеристика направленности определяется непосредственно путем поворота испытуемого преобразователя по отношению к плоскости решетки (в условиях свободного поля). Размеры решетки должны примерно в два раза превышать размеры испытуемого преобразователя. Недостатком решетки Тротта является трудность ее реализации и настройки.

#### 4.2.2. Определение коэффициента концентрации

Коэффициент концентрации  $K$  представляет собой интегральную оценку пространственной направленности излучателей и приемников звука. Его определение было дано в гл. 2.

Коэффициент концентрации связан с характеристиками направленности. Так, для осесимметричных характеристик

$$K = \frac{2}{\int_0^\pi R_\theta^2 \sin \theta d\theta}.$$

Для известной характеристики направленности коэффициент концентрации может быть получен из указанной формулы численным методом. Для асимметричных характеристик направленности необходим расчет по характеристикам направленности, снятым в различных плоскостях.

Чаще коэффициент концентрации определяется графическим методом. Для этой цели измеренную характеристику направленности в децибелах относительно максимума наносят на график (рис. 4.3), в котором масштабы отсчетов углов и значений направленности нанесены по специальному закону. Для определения коэффициента концентрации достаточно найти отношение всей площади графика  $S_1$  к площади  $S_2$ , занимаемой характеристикой направленности. Этот метод основан на представлении определен-

ного интеграла  $\int_0^\pi R_\theta^2 \sin \theta d\theta$  в виде двух интегралов:

$$\int_0^\pi R_\theta^2 \sin \theta d\theta = \int_0^{\frac{\pi}{2}} R_\theta^2 d(1 - \cos \theta) + \int_0^{\frac{\pi}{2}} R_{(\pi-\theta')}^2 d(1 - \cos \theta'),$$

где  $\theta' = \theta - \pi$ .

На сетке бланка (рис. 4.3) на горизонтальной оси по обе стороны от нуля откладываются значения  $1 - \cos \theta$  для углов в пределах от  $0$  до  $\pm 90^\circ$ . По вертикали сетки бланка откладывается в функции угла  $\theta$  величина  $10 g(R_\theta^2)$ . Площадь под кривой направленности планиметрируется или вычисляется по способу трапеций. Если излучение происходит в тыльную сторону, то построение делается на двух бланках и определяется среднее значение.

Коэффициент концентрации однозначно связан с объемной характеристикой направленности, но экспериментально сни-

маются характеристики в отдельных плоскостях, поэтому использовать эту связь можно только при осесимметричных излучателях и приемниках звука.

Другим способом экспериментального определения коэффициента концентрации является использование соотношения между

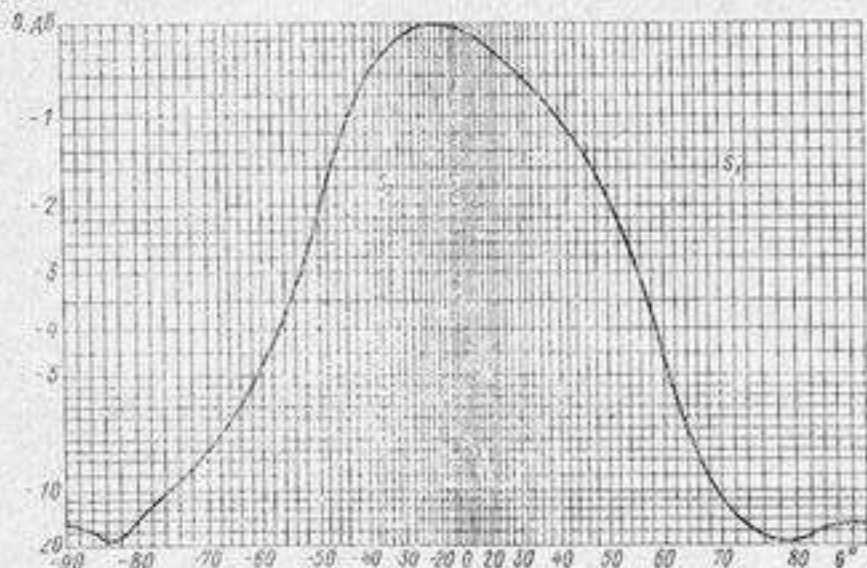


Рис. 4.3. Графический метод определения коэффициента концентрации осесимметричных преобразователей.

чувствительностью направленного приемника в свободном поле  $M_0$  и его чувствительностью в диффузном поле

$$M_d = \frac{M_0}{\sqrt{K}} \quad (4.5)$$

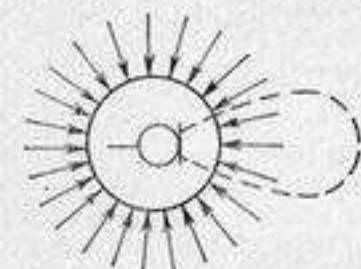


Рис. 4.4. Воздействие диффузного звукового поля на направленный приемник.

Физически это соотношение становится понятным из рассмотрения рис. 4.4, на котором показано, что суммарное давление в точке измерения в диффузном поле складывается из единичных сигналов поступающих из всего пространства. Направленный же приемник ощущает воздействие только тех сигналов, которые попадают (в той или иной степени) в его характеристику направленности.

Для измерения коэффициента концентрации по этому методу необходим, кроме испытуемого, еще дополнительный ненаправленный приемник с чувствительностью  $M_2$  (численное значение которой не играет роли).

Выполняются четыре измерения (рис. 4.5):

1. Испытуемый направленный приемник помещается в звуковое поле, создаваемое произвольным источником звука на той же частоте в условиях безграничной среды (свободное поле), и ориентируется максимумом на источник звука. Это может быть сделано в заглушенной камере или при использовании импульсного режима работы. Расстояние между источником и приемником должно отвечать условию (4.1).

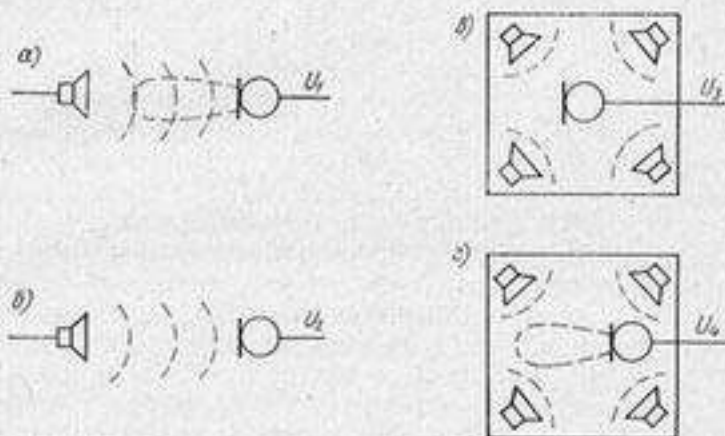


Рис. 4.5. Процедура измерений при определении коэффициента концентрации направленного приемника: а, б — измерения в свободном поле; в, г — измерения в диффузном поле.

Измеряется напряжение  $U_1$  на выходе направленного приемника

$$U_1 = M_0 p \quad (4.6)$$

2. Ненаправленный приемник помещается в ту же точку звукового поля. Измеряется напряжение  $U_2$  на выходе ненаправленного приемника

$$U_2 = M_2 p \quad (4.7)$$

Очевидно, что указанные измерения позволяют найти отношение чувствительностей используемых приемников подобно тому, как это делалось при градуировке методом взаимности (1 и 2 этапы измерений).

3. Дополнительный ненаправленный приемник помещается в диффузное звуковое поле (например, в реверберационную камеру, диффузность поля которой установлена предварительно).

Измеряется напряжение  $U_3$  на выходе приемника

$$U_3 = p_1 M_0 \quad (4.8)$$

4. В то же самое поле, произвольно ориентируя, помещают направленный приемник звука и измеряют напряжение  $U_4$  на его выходе

$$U_4 = p_1 M_d. \quad (4.9)$$

Решая совместно (4.6)—(4.9), получаем значение коэффициента концентрации  $K$ :

$$K = \left( \frac{u_1 u_0}{u_2 u_4} \right)^2. \quad (4.10)$$

Очевидно, что эту формулу можно рассматривать как квадрат произведения двух отношений напряжений. Измерения являются относительными и могут быть сделаны достаточно точно.

Основная трудность метода заключается в обеспечении диффузности поля. Установка в реверберационной камере (или бассейне) крупногабаритных преобразователей сама по себе может нарушить диффузность поля. Одним из способов проверки диффузности в этих условиях является изменение ориентации направленного приемника. Выходное напряжение при диффузном поле не должно изменяться. Размеры помещения с диффузным полем должны быть достаточными, чтобы характеристика направленности приемника могла сформироваться [условие (4.1)].

Коэффициент концентрации может быть определен также на основе связи его с эквивалентным электрическим сопротивлением излучения и чувствительностью  $M$ .

Для этого используется описанная ранее процедура измерения электрического сопротивления преобразователя в воде и воздухе. Чувствительность его по оси характеристики направленности определяется отдельно (например, сравнением с образцовым приемником).

Если преобразователь с известным значением  $M$  помещен в одно из плеч  $RC$ -моста переменного тока (см. рис. 3.13) и производится балансировка моста при размещении преобразователя в воде и воздухе, то можно использовать формулы § 3.2.

Решая формулу (3.33) относительно  $K$ , получим

$$K = \frac{M^2 \rho_0^2}{4\pi c (R_c - R_n)}, \quad (4.11)$$

где  $R_c$ ,  $R_n$  — активные сопротивления преобразователя в воде и воздухе соответственно.

Аналогично может быть найден коэффициент концентрации и при использовании измерителя добротности.

Недостатком этого метода является необходимость помещения преобразователя в воздух, что в рабочих условиях не всегда возможно.

## § 4.3. ИЗМЕРЕНИЕ АКУСТИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ И КПД ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

### 4.3.1. Определение акустической мощности на основе измерения звукового давления

Для электроакустических излучателей представляет интерес, как правило, измерение излучаемой акустической мощности только на частотах, близких к резонансной, так как вне их мощность незначительна и КПД не играет роли.

При измерении звукового давления  $p$  используют его связь с интенсивностью

$$I = \frac{p^2}{\rho c} = \frac{U^2}{M^2 \rho c},$$

где  $U$  — напряжение на выходе приемника;  $M$  — чувствительность приемника.

Для определения акустической мощности  $N$  необходимо найти интеграл по площади  $S$ , через которую приходит звуковая энергия излучателя

$$N = \int_S \frac{U^2}{M^2 \rho c} dS.$$

Это выражение справедливо для плоской волны, поэтому точки измерения не должны располагаться слишком близко к излучателю.

В случае, если известен коэффициент концентрации излучателя, мощность может быть найдена из значения интенсивности по оси характеристики направленности

$$N = \frac{p^2 4\pi r^2}{\rho c K}. \quad (4.12)$$

Расстояние в этом случае должно отвечать условию формирования характеристики направленности (4.1).

Для измерения звуковой мощности сложных источников звука практикуется измерение по некоторой полусферической поверхности (рис. 4.6), причем международными стандартами регламентированы расстояния от источника и минимально необходимое число точек. Хорошие результаты получаются при автоматическом сканировании звукового поля с применением мини-ЭВМ, производящих квадрирование и суммирование получаемых значений. Например, при измерениях в реверберационных камерах уровень мощности источника  $L_p$ , излучающего шумовой сигнал, может быть найден из выражения

$$L_p = \bar{L} - 10 \lg \frac{T}{T_0} + 10 \lg \frac{V}{V_0} + 10 \lg \left( 1 + \frac{\lambda S}{8V} \right) - 14,$$

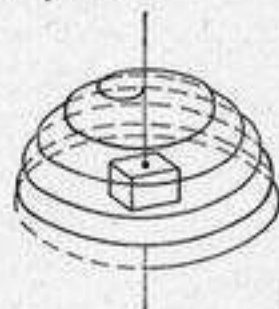


Рис. 4.6. Измерение звуковой мощности сложных источников.

где  $\bar{L}$  — усредненный по  $N$  точкам уровень звукового давления в полосе октавы;  $T$  — время стандартной реверберации в камере;  $V$  — объем камеры;  $\lambda$  — длина волны на среднегеометрической частоте полосы;  $S$  — площадь поверхности камеры;  $T_0 = 1$  с;  $V_0 = 1$  м<sup>3</sup>.

Следует отметить, что оценка акустической мощности в жидкостях по давлению может производиться только при отсутствии кавитационных явлений.

#### 4.3.2. Определение излучаемой мощности подводных излучателей по измерениям в воздухе и жидкости

Наиболее распространена группа методов, определяющая мощность и КПД электроакустических излучателей, работающих в жидкой среде, по результатам измерения потребляемой мощности при нахождении излучателя в воздухе и жидкой среде.

Если можно пренебречь электрическими потерями в преобразователе, а для современных пьезокерамических излучателей это реально всегда, и измерять потребляемую электрическую мощность на частоте резонанса в воздухе  $N_n$  и среде  $N_c$ , поддерживая постоянное напряжение возбуждения, то излучаемая мощность  $N_n$  определится выражением

$$N_n = \frac{N_c}{N_n} (N_n - N_c). \quad (4.13)$$

Действительно, на частоте механического резонанса мощность затрачивается на излучение и механические потери (рис. 4.7), причем, когда излучатель находится в воздухе, сопротивление излучения  $R_n$  пренебрежимо мало. Поэтому в воздухе  $N_n = U^2/R_n$ , а в жидкости  $N_c = U^2/(R_n + R_n)$ , где  $U$  — напряжение генератора, поддерживаемое постоянным.

Излучаемая мощность определяется выражением

$$N_n = \frac{U^2 R_n}{(R_n + R_n)^2} = \frac{N_c}{N_n} (N_n - N_c). \quad (4.14)$$

При наличии электрических потерь полезная акустическая мощность (и КПД) находится графическим методом по частотным характеристикам потребляемой мощности.

В связи с малым распространением электрических ваттметров на звуковых частотах представляет интерес метод определения мощности и КПД излучателей путем измерения напряжений. Последовательно с пьезопреобразователем включается малое сопротивление (активное и реактивное). Амплитуда возбужда-

ющего напряжения поддерживается постоянной при измерении частоты. Регистрируется зависимость выходного напряжения от частоты в воздухе и воде.

Рассмотрим соответствующие выражения при включении малой емкости  $C_1$  последовательно с возбуждением пьезоэлектрического излучателя (рис. 4.8, а). Эквивалентные схемы для воздуха и среды в районе резонансной частоты показана на рис. 4.8, б, в. Значение  $C_1 \ll C_\phi$  (емкости пьезопреобразователя).

Для схемы, приведенной на рис. 4.8, а, значение  $U_1$  определяется выражением

$$U_1 = \frac{UR_n / \omega_n C_1}{1 + j\omega_n C_\phi R_n},$$

где  $\omega_n$  — значение резонансной частоты в воздухе. Отсюда

$$R_n = \frac{1}{\omega_n C_1 \left( \frac{U^2}{U_1^2} - \frac{C_\phi^2}{C_1^2} \right)^{1/2}} = \frac{1}{\omega_n C_1 k_1}. \quad (4.15)$$

Для схемы рис. 4.8, б значение  $U_2$  равно

$$U_2 = \frac{U(R_n + R_n)j\omega_c C_1}{1 + j\omega_c C_\phi(R_n + R_n)}; \\ |U_2|^2 = \frac{U^2 \omega_c^2 C_1^2 (R_n + R_n)^2}{[1 + \omega_c^2 C_\phi^2 (R_n + R_n)^2]},$$

где  $\omega_c$  — значение резонансной частоты в жидкости.

$$R_n + R_n = \frac{1}{\omega_c C_1 \left( \frac{U^2}{U_2^2} - \frac{C_\phi^2}{C_1^2} \right)^{1/2}} = \frac{1}{\omega_c C_1 k_2}. \quad (4.16)$$

Так как  $\omega_c$  и  $\omega_n$  очень близки, можно найти  $R_n$ , полагая  $\omega_c = \omega_n = \omega$

$$R_n = \frac{1}{\omega C_1} \frac{k_1 - k_2}{k_1 k_2}. \quad (4.17)$$

Излучаемая мощность  $N_n$  определится выражением

$$N_n = \frac{|U_2|^2 R_n}{(R_n + R_n)^2} = \frac{U^2 \omega^2 C_1^2 (R_n + R_n)^2 R_n}{[1 + \omega^2 C_\phi^2 (R_n + R_n)^2] (R_n + R_n)^2} = \frac{U^2 \omega C_1 (k_1 - k_2) k_2}{k_1 \left( k_2^2 + \frac{C_\phi^2}{C_1^2} \right)}. \quad (4.18)$$

На рис. 4.9 приведены данные измерений, из которых могут быть определены величины  $U_1$  и  $U_2$ . Для пьезокерамических

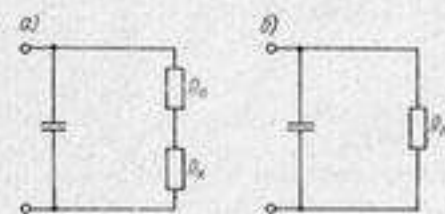


Рис. 4.7. Эквивалентная электрическая схема электроакустического излучателя в воде (а) и воздухе (б) на резонансной частоте.

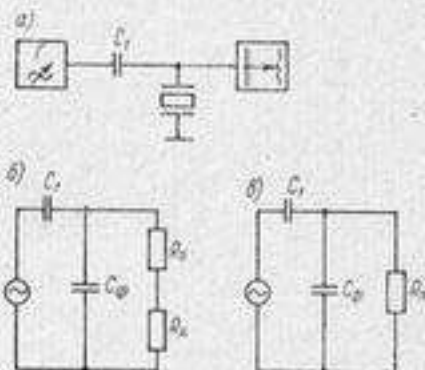


Рис. 4.8. Определение излучаемой мощности по измерениям напряжения: а — схема измерения; б, в — эквивалентные схемы.

материалов с коэффициентом электромеханической связи не более 0,3 значение  $C_{\Phi}/C_1$  определяется как  $U/U_2$ , где  $U_2$  — напряжение на низких частотах. В общем случае оно может быть найдено по частотам механического и электрического резонанса и напряжению  $U_2$  на низких частотах

$$\frac{C_{\Phi}}{C_1} = \frac{U}{U_2} \left( 1 - \frac{\pi^2}{4} \frac{f_2 - f_1}{f_1} \right), \quad (4.19)$$

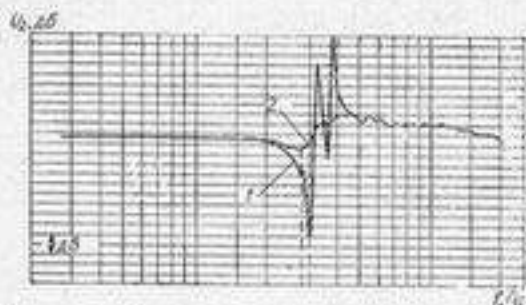


Рис. 4.9. Частотная характеристика выходного напряжения для преобразователя в воздухе (кривая 1) и воде (кривая 2).

где  $f_1$ ,  $f_2$  — частоты механического и электрического резонанса соответственно.

#### 4.3.3. Определение электроакустического КПД излучателей звука

Обычно оценивая КПД электроакустических излучателей находят электроакустический КПД  $\eta_{эа}$  — отношение звуковой мощности, излучаемой в

среду, к электрической мощности, потребляемой излучателями. Следует однако помнить, что значительная часть излучаемой звуковой мощности не является полезной, например, мощность, излучаемая в направлении боковых лепестков. Поэтому истинный коэффициент полезного действия будет меньше электроакустического. При одной и той же излучаемой мощности истинный КПД будет больше у излучателей с более высоким коэффициентом концентрации.

При измерении потребляемой мощности в воздухе и воде (ваттметровый метод) электроакустический КПД равен (при малых электрических потерях)

$$\eta_{э,а} = \frac{N_{э} - N_{с}}{N_{э}}, \quad (4.20)$$

При измерениях в воздухе и воде с помощью малой емкости  $C_1$  потребляемая мощность

$$N_{э} = \frac{U_2^2}{R_{н1} + R_{н2}}$$

Тогда из (4.16) электроакустический КПД равен

$$\eta_{э,а} = \frac{k_1 - k_2}{k_1}$$

Заметим, что и ваттметровый метод и метод малой емкости неприменимы в случае слабо выраженных резонансов и малых КПД, когда нет большой разницы в ходе кривых в воде и воздухе.

#### § 4.4. ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Электроакустические преобразователи служат нагрузкой для генераторов электрических колебаний при излучении и представляют собой входную цепь усилителей при приеме. Поэтому важно иметь представление об их электрических характеристиках и уметь эти характеристики правильно измерять.

Приведенные ранее эквивалентные электрические схемы преобразователей (см. гл. 1) позволяют произвести аналитическую

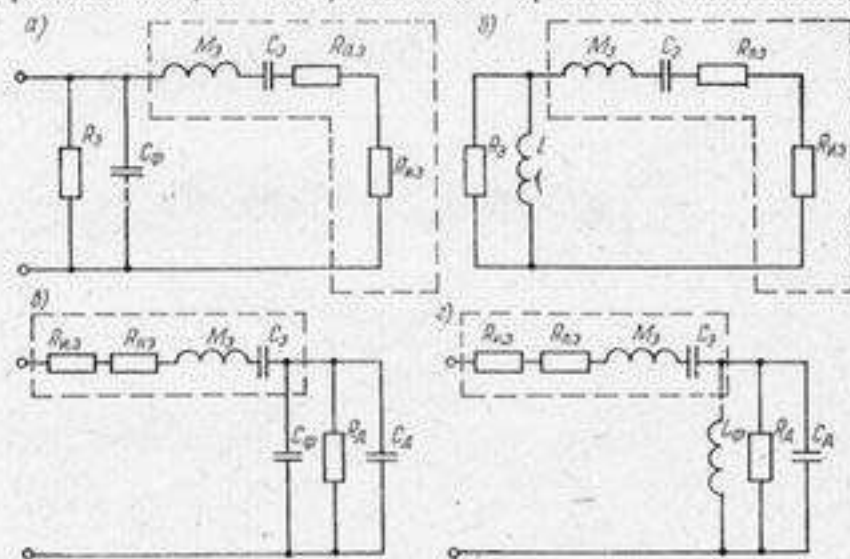


Рис. 4.10. Эквивалентные электрические схемы для электростатических и пьезоэлектрических излучателей (а), электродинамических и магнитострикционных излучателей (б) и присминок (в) и (г) звука соответственно.

оценку входного и выходного электрических сопротивлений электроакустических преобразователей для типовых условий: работы на частотах ниже частоты механического резонанса, в области частот механического и электрического резонанса и на частотах выше резонансной.

На рис. 4.10 приведены упрощенные эквивалентные схемы режима излучения и приема основных видов электроакустических преобразователей электростатических, пьезоэлектрических, электродинамических, магнитострикционных и электромагнитных.

Полезно отметить, что те элементы, которые на эквивалентной электрической схеме называются вносимыми из механической стороны при измерении входного сопротивления соответствующими приборами фиксируются как реально существующие. Вносимые электрические сопротивления на этих схемах обведены пунктиром.

В подавляющем большинстве случаев на частотах, заметно отличающихся от резонанса, вносимое сопротивление существенно превышает собственное сопротивление, подключенное параллельно. Поэтому на частотах ниже и выше резонанса входное сопротивление преобразователей близко к их собственному реактивному сопротивлению — емкости для пьезоэлектрических и электростатических преобразователей, индуктивности для электродинамических и магнитострикционных преобразователей, как это можно видеть на рис. 4.11. При точных измерениях, однако, наличие вносимого сопротивления может быть зафиксировано (например, входное сопротивление будет различным при помещении преобразователя в воду или воздух).

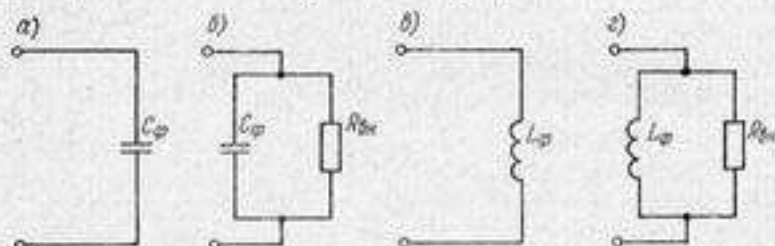


Рис. 4.11. Входное сопротивление преобразователей на частотах вне резонанса и на резонансе для пьезопреобразователей (а, б) и электродинамических преобразователей (в, г).

В районе резонансных частот вносимое сопротивление, особенно его активная часть, может быть соизмеримо с собственным сопротивлением и даже полностью определять входное сопротивление преобразователя.

Можно показать, например, что для сферического пьезопреобразователя отношение вносимого активного сопротивления  $R_{вн}$  к собственному емкостному сопротивлению  $1/\omega C_\phi$  на резонансной частоте имеет вид

$$R_{вн}\omega C_\phi = \frac{R}{d} \frac{1 - k_p^2}{k_p^2} \frac{\rho c}{\rho_k c_k} \frac{c_k^2}{c_k^2 + c^2}, \quad (4.21)$$

где  $R$ ,  $d$  — средний радиус и толщина сферической оболочки;  $\rho c$ ,  $\rho_k c_k$  — плотность и скорость звука в среде и материале пьезокерамики;  $k_p$  — коэффициент электромеханической связи для радиальных колебаний пьезокерамики.

Из приведенного выражения видно, что в данном случае определяющим фактором для величины входного сопротивления является среда: если преобразователь в воздухе ( $\rho c = 410$  Па·с/м), то это выражение может быть меньше единицы, т. е. преобладает активное вносимое сопротивление, именно оно будет характеризовать суммарное электрическое сопротивление. Если же преобразователь находится в воде ( $\rho c = 1,5 \cdot 10^9$  Па·с/м), то суммарное сопротивление будет иметь емкостной характер.

Резонансные частоты преобразователя характеризуются экстремальными значениями его электрического сопротивления. Они также заметно зависят от нагрузки преобразователя. Так, например, частота механического резонанса сферического преобразователя имеет вид

$$\omega_0 = \frac{1}{[C_\phi M_{э} (1 + \frac{M_{и.э}}{M_\phi})]^{1/2}},$$

где  $M_{и.э}$  — эквивалентное реактивное сопротивление излучения (присоединенная масса);  $M_\phi$ ,  $C_\phi$  — динамические вносимые сопротивления (см. рис. 4.10). Значение

$$\frac{M_{и.э}}{M_\phi} = \frac{R}{d} \frac{\rho c}{\rho_k c_k} \frac{c}{c_k} \frac{c}{(c_k^2 + 1)}.$$

Очевидно, что изменение характера среды, в которой работает преобразователь, вызывает изменение резонансной частоты. Это обстоятельство имеет важное значение — недопустимо настраивать преобразователь в резонанс в условиях, отличных от тех, при которых он будет эксплуатироваться.

Измерения электрических характеристик преобразователей выполняются радиотехническими средствами, причем преобразователи рассматриваются в связи с ранее сказанным как комбинации электрических элементов — емкостей, индуктивностей и сопротивлений. Соответственно используются мостовые схемы, делители напряжений, измерители добротности, схемы замещения, компенсации и т. д. Измеряемые преобразователи присоединяются своими электрическими входными или выходными зажимами к подходящим клеммам измерителей электрических сопротивлений.

#### 4.4.1. Измерение нелинейных искажений

Большинство акустических измерений следует проводить при условии линейности работы измерительных трактов, включая излучатели и приемники звука.

При многообразных измерениях линейность оценивают без применения специальных приборов путем изменения подаваемого на вход сигнала и наблюдения за показаниями приборов на выходе тракта. Если изменения, отнесенные к исходным величинам, равны, то это свидетельствует о линейности тракта, преобразователя или отдельного прибора.

Более точную оценку линейности получают на основе количественной оценки амплитудной характеристики — зависимости выходного напряжения тракта от входного. В этом случае определяют динамический диапазон, в пределах которого тракт является линейным. Визуальное наблюдение гармонического сиг-

нала на экране осциллографа позволяет по виду кривой качественно оценить величину искажения сигнала. При этом заметными становятся искажения, превышающие 6—10% амплитуды сигнала.

Искажения, вызывающие появление гармонических частотных искажений в сигнале, называются нелинейными. Они оцениваются коэффициентом нелинейных искажений  $k_f^*$ :

$$k_f^* = \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}},$$

где  $U_1, U_2, \dots, U_n$  — первая, вторая и т. д. гармонические составляющие сигнала.

Так как аппаратная реализация этой формулы затруднена, то используют другое выражение

$$k_f = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}}. \quad (4.22)$$

Значения  $k_f^*$  и  $k_f$  связаны между собой

$$k_f = \frac{k_f^*}{\sqrt{k_f^* + 1}}.$$

При  $k_f = 0,15$  практически  $k_f = k_f^*$ .

В некоторых случаях представляет интерес определение парциальных коэффициентов нелинейных искажений для отдельных гармоник, выражающихся формулой  $k_{fn} = (U_n/U_1)^{1/n}$ . Парциальные коэффициенты определяют с помощью узкополосных анализаторов или спектрометров (см. гл. 5).

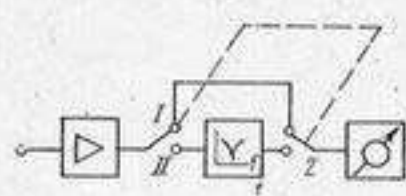


Рис. 4.12. Структурная схема прибора для измерений нелинейных искажений.

1 — избирательный усилитель, подавляющий основную частоту сигнала; 2 — переключатель.

Промышленные приборы для измерения нелинейных искажений строятся по структурной схеме, показанной на рис. 4.12. Широкополосным усилителем необходимо обеспечивать прохождение по крайней мере пяти гармоник сигнала, т. е. верхняя частота усилителя должна быть в пять раз выше верхней рабочей частоты прибора. Процедура измерений нелинейных искажений состоит из двух операций — в положении I сигнал регулируется делителем напряжения так, чтобы показания регистратора соответствовали цифре 100% (это соответствует измерению знаменателя в формуле (4.22)). В положении II сигнал пропускается через избирательный усилитель, настроенный на подавление основной частоты сигнала. Квадратичная характеристика регистратора обеспечивает при этом отсчет коэффициента нелинейных искажений по шкале.

#### § 4.5. АВТОМАТИЗАЦИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ И НАДЕЖНОСТИ РЕЗУЛЬТАТОВ

Большую роль в повышении качества измерений и снижении погрешности получаемых результатов играет автоматизация измерительного процесса. Даже частичная автоматизация и механизация определенных измерительных операций может существенно повысить качество измерений, так как позволяет устранить ошибки и промахи, связанные с квалификацией и качеством работы оператора.

Любой процесс акустических измерений можно условно подразделить на три этапа: 1) подготовка эксперимента (главным образом работы по установке излучателей, макетов, приемников, комплектации и проверке аппаратуры); 2) проведение эксперимента в соответствии с намеченным планом; 3) обработка получаемых данных, их группировка, построение искомых зависимостей. В среднем по времени непосредственное проведение измерений занимает не более 20—30% всего процесса. Автоматизация измерений касается больше всего проведения измерений и обработки получаемой информации. Поэтому ожидать существенного увеличения скорости выполнения экспериментальных исследований при внедрении автоматизации не приходится. Назначением автоматизации акустических измерений является получение более точных и достоверных результатов, метрологически обработанных. Это достигается многократным автоматическим повторением измерений, выявлением средних интегрированных значений, автоматическим выполнением ряда контрольных операций — калибровок, проверок линейности работы аппаратуры, исключением сомнительных результатов. Широкое внедрение современной аналоговой и цифровой электронной вычислительной техники способствует существенному повышению точности, надежности и достоверности акустических измерений.

##### 4.5.1. Получение зависимостей измеряемой акустической величины от частоты, температуры, статического давления

Большая доля акустических измерений связана с получением определенных зависимостей измеряемого звукового давления, колебательного ускорения, звуковой мощности и т. д. от различных аргументов — частоты, угла поворота, статического давления, температуры. Если такие зависимости получены путем измерений при дискретных значениях аргумента, то остается неизвестным, нет ли между отдельными точками необнаруженных максимумов или минимумов. Плавное изменение аргумента для получения искомой функции с непрерывной регистрацией измеряемых значений при правильном выборе скорости движения и записи

позволяет получить наиболее достоверные данные. Непрерывное изменение частоты электрических генераторов осуществляется электроприводом лимба шкалы изменения частоты генератора. Если напряжение на выходе генератора постоянно по амплитуде во всем рабочем диапазоне частот подается на проверяемое устройство, то на выходе последнего будут последовательно проходить значения сигналов различных частот; амплитуда их пропорциональна коэффициенту передачи проверяемого устройства на данной частоте. Если запись регистрируется на движущейся ленте самописца, то получается непрерывная частотная характеристика проверяемого устройства.

Выбор скорости изменения частоты генератора  $v$ , Гц/с, определяется требуемой точностью выявления частотных подробностей  $\Delta f_s$  из соотношения

$$v \leq \frac{(\Delta f_s)^2}{4}.$$

Если требуется получить частотную характеристику в диапазоне  $f_2 - f_1$ , то должно выполняться условие

$$(f_2 - f_1) \gg \Delta f_s.$$

Например, снимается характеристика резонансного контура с добротностью  $Q = 90$ , резонансной частотой  $f_0 = 15\,000$  Гц. Ширина полосы такого контура  $\Delta f$  равна

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} = 166 \text{ Гц}.$$

Чтобы правильно зафиксировать ход изменения частотной характеристики, выберем  $\Delta f_s = 10$  Гц (так как  $\Delta f_s \ll \Delta f$ ). Кроме того, проанализируем частоты и вне полосы пропускания, для этого снимем частотную характеристику от  $f_1 = 14\,500$  Гц до  $f_2 = 15\,500$  Гц ( $f_2 - f_1 = 1000$  Гц). Найдем допустимую скорость изменения частоты

$$v = \frac{100}{4} = 25 \text{ Гц/с}.$$

Определим время выполнения анализа

$$t = \frac{f_2 - f_1}{v} = \frac{1000}{25} = 40 \text{ с}.$$

При определении характеристики направленности практически всегда осуществляется непрерывный поворот измеряемого преобразователя вокруг заданной оси. Обычно сигналы при этом одновременно регистрируются на бланках с полярными координатами (см. § 4.2).

Часто представляет интерес получение зависимости измеряемой акустической величины от температуры или статического

давления. Причем обычно изменение температуры или давления происходит неравномерно и закон изменения неизвестен. В этом случае создают функциональную связь между перемещением бумаги и соответствующим изменением температуры. Используется мостовой преобразователь значений изменения температуры в угловое перемещение вала, с помощью сельсинной связи поворачивающего или передвигающего бумагу, на которой производится запись. На рис. 4.13 приведен пример такого использования электромеханического мостового измерителя температуры, выпускаемого промышленностью и балансирующегося с соответственным поворотом вала, на котором установлен сельсин-датчик. Сельсин-приемник обеспечивает передвижение бумаги, пропорциональное изменению температуры, даже если это изменение неравномерно.

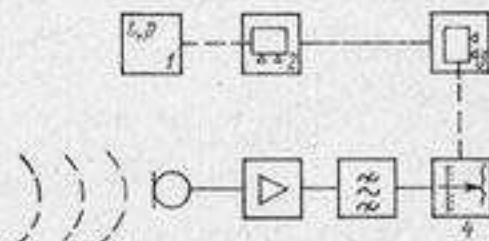


Рис. 4.13. Структурная схема установки для измерения зависимости звукового давления от температуры.

1 — мостовой преобразователь температуры в угол поворота вала; 2 — сельсин-датчик; 3 — сельсин-приемник; 4 — самописец уровней.

#### 4.5.2. Стабилизация акустических величин

Стабилизация, т. е. сохранение постоянной какой-либо величины звукового давления в заданной точке

поля, амплитуды колебания поверхности излучателя и т. д., может упростить или ускорить многие акустические измерения. Например, если поддерживать постоянное звуковое давление при изменении частоты, то существенно упрощается градуировка приемников звука. Во многих случаях необходимо стабилизировать выходное электрическое напряжение генераторов, возбуждающих излучатели звука.

Основа методов стабилизации — использование явления самобалансировки электронных и электронно-механических схем.

Рассмотрим стабилизацию амплитуды переменного напряжения в генераторах электрических колебаний. Структурная схема такого устройства показана на рис. 4.14, а. Принцип действия схемы заключается в том, что часть выходного переменного напряжения выпрямляется, сглаживается фильтром, выделяющим постоянную составляющую, и в виде постоянного напряжения поступает на управляющий вход усилителя, регулируя тем самым его коэффициент передачи. На рис. 4.14, а пунктиром показана цепь обратной связи. В целом система стабилизации представляет самобалансирующийся мост, обеспечивающий постоянное значение амплитуды переменного напряжения вне зависимости от величины подаваемого на схему напряжения или изменения нагрузки на выходе. Зависимость коэффициента передачи от управ-

вляющего напряжения не обязательно должна быть линейной (рис. 4.14, б). Диапазон стабилизации может достигать 80 дБ.

Важно отметить, что цепь обратной связи во всех схемах этого рода должна обладать сама по себе высокой стабильностью во времени и при изменении внешних факторов, иначе выходной сигнал будет резко зависеть от изменения характеристик этой цепи.

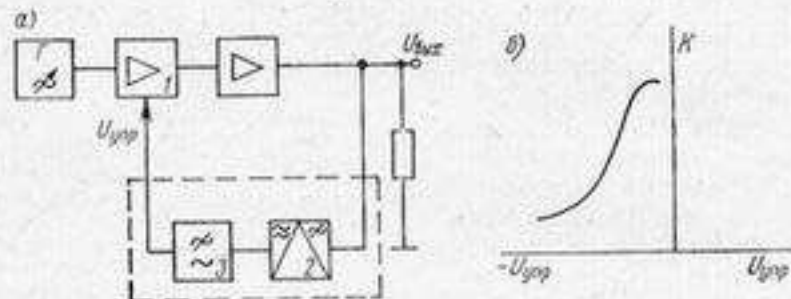


Рис. 4.14. Структурная схема устройства для стабилизации амплитуды переменного напряжения (а) и зависимость коэффициента передачи усилителя от управляющего напряжения (б).

1 — управляющий усилитель; 2 — детектор; 3 — низкочастотный фильтр для выделения постоянной составляющей.

На этом же принципе строится схема стабилизации звукового давления (рис. 4.15). Цепь обратной связи включает приемник-свидетель, преобразующий звуковое давление в электрическое

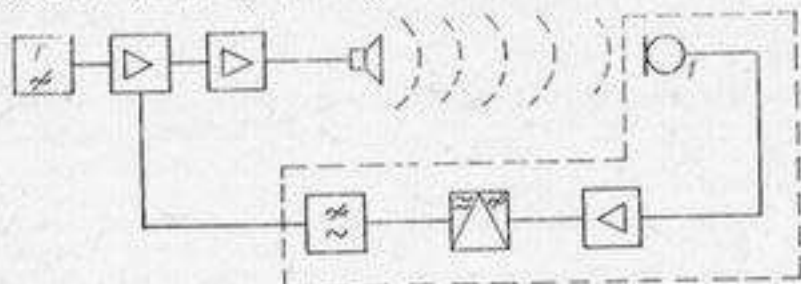


Рис. 4.15. Структурная схема устройства для стабилизации звукового давления.

1 — микрофон-свидетель. Пунктиром показана цепь обратной связи.

напряжение. Здесь следует учесть две особенности — характеристика приемника-свидетеля должна удовлетворять требованиям к цепи обратной связи, т. е. чувствительность должна быть равномерна на рабочих частотах и не зависеть от внешних условий, а в месте измерения должны отсутствовать отраженные сигналы. При наличии отражений пространственное распределение давления не будет равномерным и перестройка излучения даже при небольшом изменении частоты существенно изменит поле вблизи

приемника-свидетеля. В этом случае надежную стабилизацию обеспечивает импульсный режим работы.

Схемы стабилизации широко применяются для обеспечения устойчивых колебаний виброплит портативных вибростендов (см. § 3.5). Для стабилизации используются также электронно-механические самобалансирующиеся мосты типа самописцев уровней (см. § 6.5). Используется то их свойство, что при балансе напряжение на входе усилителя переменного тока устанавливается равным 10 мВ. Для стабилизации в разрыв между движком потенциометра самописца и входом его усилителя включают дополнительную цепь, например, излучатель звука, приемник-свидетель. При подаче на самописец сигнала от генератора баланс самописца обеспечивает постоянное давление на приемнике-свидетеле. Недостатком подобных систем является их большая инерционность (порядка 0,1 с), присущая самописцам уровней.

#### 4.5.3. Аналоговые методы выполнения вычислительных операций

С помощью аналоговых вычислительных схем, основанных на современных интегральных схемах, можно автоматически производить обработку результатов измерений.

##### 4.5.3.1. СУММИРОВАНИЕ И ВЫЧИТАНИЕ

Простейшая схема суммирования (рис. 4.16) может быть собрана на сопротивлениях. Однако сигналы, получаемые в такой схеме, оказываются существенно меньше, чем суммируемые. Поэтому в настоящее время суммирование и вычитание сигналов осуществляются с помощью операционных усилителей. Как известно, современный операционный усилитель представляет собой интегральную миниатюрную схему, состоящую из ряда транзисторов и предусматривающую регулировку параметров путем включения различных элементов в цепь отрицательной обратной связи.

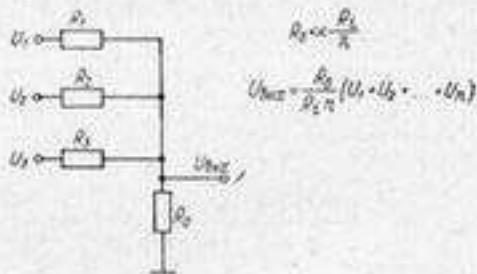


Рис. 4.16. Схема суммирования на сопротивлениях.

Схема для сложения сигналов показана на рис. 4.17, а, схема для вычитания — на рис. 4.17, б, где один из сигналов проходит через фазоинвертор с изменением фазы на  $180^\circ$  (т. е. изменением знака), но с сохранением амплитуды ( $K = 1$ ), а затем поступает на сумматор. Нередко схемы вычитания строятся на одной интегральной схеме.

Выходное напряжение суммирующей схемы операционного усилителя определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_{o.c}}{R_l} \sum_{i=1}^n U_{\text{вх } i},$$

где  $R_{o.c}$  — сопротивление цепи обратной связи;  $R_l$  — последовательное сопротивление на входе операционного усилителя, практически равное входному сопротивлению для каждого из входов.

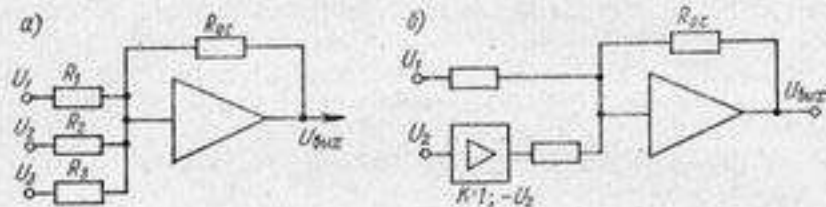


Рис. 4.17. Схема суммирования (а) и вычитания (б) на операционных усилителях.

Выходное сопротивление операционного усилителя из-за обратной связи снижается в  $k$  раз (где  $k$  — коэффициент усиления при разомкнутой обратной связи); практически оно будет малым

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_l}{k} \left( 1 + \frac{R_{o.c}}{R_l} \right) = \frac{R_l + R_{o.c}}{k}.$$

#### 4.5.3.2. УМНОЖЕНИЕ И ДЕЛЕНИЕ

Аналоговые вычислительные операции умножения и деления переменных напряжений осуществляют чаще всего косвенными

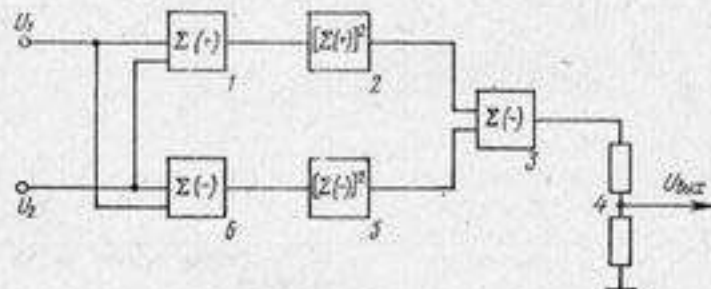


Рис. 4.18. Схема для умножения величины путем квадрирования.

1 — схема суммирования; 2, 5 — схемы возведения в квадрат; 3 — схема вычитания квадратов; 4 — делитель; 6 — схема вычитания.

методами, так как прямое перемножение и деление помимо схемных трудностей не позволяет обеспечить приемлемый динамический диапазон.

Наиболее распространена схема умножения, использующая формулу

$$U_1 U_2 = \frac{1}{4} [(U_1 + U_2)^2 - (U_1 - U_2)^2].$$

Суммирование и вычитание в такой схеме (рис. 4.18) выполняется на операционных усилителях, а квадрирование — на полевых транзисторах, входные характеристики которых квадратичны. Деление осуществляется путем использования схемы перемножения в цепи обратной связи.

Значительная часть устройств перемножения и деления основана на использовании процессов модуляции и демодуляции сигналов (часто при импульсном режиме работы). При этом необходимо исключать дополнительные высокочастотные составляющие.

Лучшие результаты в схемах такого рода обеспечивают кольцевые схемы, автоматически исключая члены с четными степенями сомножителей (рис. 4.19). Для успешной работы важна симметрия схемы, что требует тщательной настройки.

Процесс модуляции одного сигнала другим может быть использован и для определения отношения амплитуд модулирующего и модулируемого сигналов (коэффициента модуляции). Существующие промышленные приборы для определения глубины модуляции показывают значения частного двух напряжений.

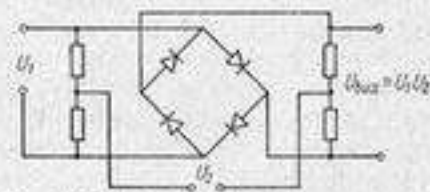


Рис. 4.19. Кольцевая схема для перемножения двух величин.

#### 4.5.3.3. ЛОГАРИФИМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

В акустике распространено представление акустических величин в децибелах, т. е. в величинах  $20 \lg(U/U_0)$ , где  $U_0$  — заданное пороговое значение исследуемой величины. Поэтому автоматический перевод измеряемых линейных величин в логарифмические существенно облегчает обработку результатов. Заметим, что при регистрации линейных сигналов логарифмическими самописцами уровней обеспечивается представление регистрируемых величин в децибельной форме, но при этом нельзя непосредственно в той же форме получить значение выходного напряжения.

Имея дело с напряжениями, пропорциональными логарифмам сигналов, легко осуществлять операции их перемножения, деления, возведения в степень, извлечения корня. Для этого достаточно суммировать, вычитать или изменять масштаб логарифмов этих величин, как видно из формулы

$$\lg(U_1 U_2)^n = n(\lg U_1 + \lg U_2).$$

Потенцирование на практике не применяется. Для получения зависимости вида

$$U_{\text{вых}} = k \lg U_{\text{вх}},$$

где  $k$  — постоянный коэффициент, применяются три основных вида схем:

— электромеханические следящие системы с функциональными потенциометрами, например, самописец уровней со специальной приставкой;

— схемы, использующие кусочно-линейную аппроксимацию заданного вида кривой набором диодов или транзисторов и сопротивлений;

— схемы, использующие нелинейные участки вольт-амперных характеристик полупроводниковых элементов.

На рис. 4.20 приведена схема получения напряжения, пропорционального логарифму входного напряжения, с помощью приставки к логарифмическому самописцу уровней. На дополнительный потенциометр  $\Pi$  подается постоянное по амплитуде напряжение, а с его движка, механически соединенного с подвижным пером самописца, снимается напряжение, пропорциональное логарифму входного напряжения.

Выходное напряжение равно

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0 R_{\Pi}}{R_0},$$

где  $R_{\Pi}$  — выходное сопротивление дополнительного потенциометра самописца. Его значение (если этот потенциометр линейный) пропорционально выходному сопротивлению основного потенциометра, значение которого при балансе самописца связано с логарифмом входного сигнала. Поэтому

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0 k_1 \lg U_{\text{вх}}}{R_0}.$$

Рис. 4.20. Приставка к логарифмическому самописцу уровней для получения напряжения, пропорционального логарифму входного напряжения. Элементы приставки обведены пунктиром.

Схема, использующая принцип кусочно-линейной аппроксимации с помощью усилительных широкополосных каскадов (I—IV), диодов и сопротивлений, для получения логарифмической характеристики показана на рис. 4.21, а. С выхода каждого каскада через диод и сопротивление сигнал поступает в общую нагрузку. При малых значениях входного сигнала вклад в значение выходного напряжения вносит лишь последний каскад (IV), при больших входных сигналах — предыдущие каскады, что позволяет формировать заданную характеристику выходного сигнала (рис. 4.21, б). Логарифмические усилители этого типа являются наиболее сложными, но могут обеспечить высокие метрологические

данные — широкий диапазон частот и малое отклонение от заданной зависимости при хорошем динамическом диапазоне (например, погрешность 0,1 дБ в диапазоне частот до 200 кГц и динамическом диапазоне 50 дБ). Существуют и другие схемы, использующие операционные усилители и транзисторные пары, успешно применяемые для тех же целей.

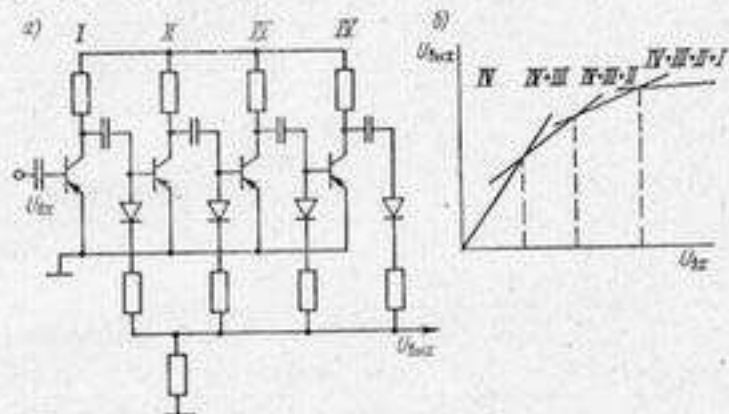


Рис. 4.21. Схема логарифмирования сигналов на основе кусочно-линейной аппроксимации (а) и зависимость [выходного напряжения от входного (б).

#### 4.5.3.4. ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЕ И ИНТЕГРИРОВАНИЕ

Дифференцирование и интегрирование в большинстве случаев выполняется цепочками  $RC$  (рис. 4.22, а, б).

При правильном выборе постоянных цепей выходное напряжение оказывается существенно меньше входного, что является заметным недостатком этих схем. Точность дифференцирования и интегрирования требует увеличения постоянной времени  $T$ .

Применение операционных усилителей для операций дифференцирования и интегрирования позволяет уменьшить недостатки, присущие  $RC$  схемам. Соответствующие схемы показаны на рис. 4.23, а, б.

Выходное напряжение схемы дифференцирования при этом равно

$$U_{\text{вых}} = - \left( R_{\alpha} c \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} - R_{\beta} C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} \right).$$

Второй член характеризует погрешность дифференцирования. Сопротивление  $R_{\beta}$  включается в схему для устранения высоко-

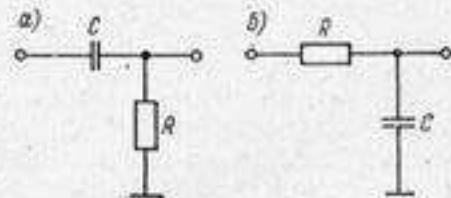


Рис. 4.22. Дифференцирование (а) и интегрирование (б) с помощью  $RC$ -цепей.

частотных колебаний. Оно может быть выбрано не слишком большим.

Выходное напряжение схемы интегрирования на операционных усилителях равно

$$U_{\text{вых}} = \frac{-k}{(1+k)R_{\text{вх}}C} \int_0^t U_{\text{вх}} dt - \frac{1}{(1+k)R_{\text{вх}}C} \int_0^t U_{\text{вых}} dt,$$

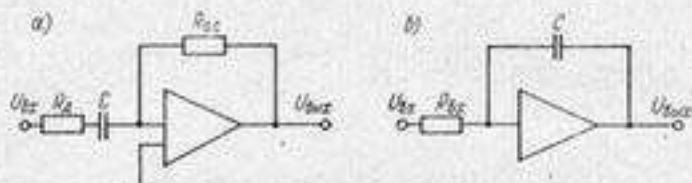


Рис. 4.23. Дифференцирование (а) и интегрирование (б) на операционных усилителях.

где  $k$  — коэффициент усиления операционного усилителя с разомкнутой обратной связью. Второй член, характеризующий погрешность интегрирования, оказывается весьма мал (в  $k$  раз меньше, чем для цепочки  $RC$ ).

#### 4.5.4. Применение цифровой электронной вычислительной техники при акустических измерениях

Цифровые электронные вычислительные машины в научных экспериментальных исследованиях раньше, чем в других областях, начали применяться в электроакустике.

Развитие этой области идет в двух направлениях — переработке с помощью ЭЦВМ экспериментальных данных и использовании ЭЦВМ для управления акустическими исследованиями.

Рассмотрим принципиальные особенности применения дискретной (цифровой) техники для акустических процессов, являющихся непрерывными (аналоговыми) процессами во времени и отличающихся необычайно большим динамическим диапазоном амплитуд сигналов. Частотный диапазон, охватываемый акустическими сигналами, простирается от долей герца до десятков мегагерц (и более); динамический диапазон составляет 140—160 дБ. Одна из основных задач — обеспечение ввода таких сигналов в ЭЦВМ без искажения и потери их свойств.

Преобразование непрерывных аналоговых сигналов в дискретную форму осуществляется на основе периодических кратковременных выборок, фиксирующих амплитуду сигнала в заданные промежутки времени (рис. 4.24). В соответствии с законами переработки информации (теорема Котельникова, заданная величина погрешности) частота выборок аналого-цифровых преобразовате-

лей должна не менее чем в три-четыре раза превышать верхнюю частоту спектра сигнала. Для высокочастотных сигналов общее число выборок оказывается чрезвычайно велико и чрезмерно даже для мощных ЭЦВМ. В настоящее время выпускаются аналого-цифровые преобразователи, обеспечивающие дискретизацию сигналов на частотах до 30—40 кГц, что недостаточно для ряда применений.

Во многих случаях аналоговый сигнал подвергают предварительному преобразованию, выделяющему измеряемый параметр в виде сигналов более низких частот (выделение огибающей пикового значения) или осуществляющему транспонирование спектра сигнала в область более низких частот.



Рис. 4.24. Преобразование непрерывного акустического сигнала в дискретную форму.

Для обеспечения динамического диапазона применяются автоматические делители напряжения, управляемые ЭЦВМ, что позволяет вводить сигналы в машину практически в темпе эксперимента.

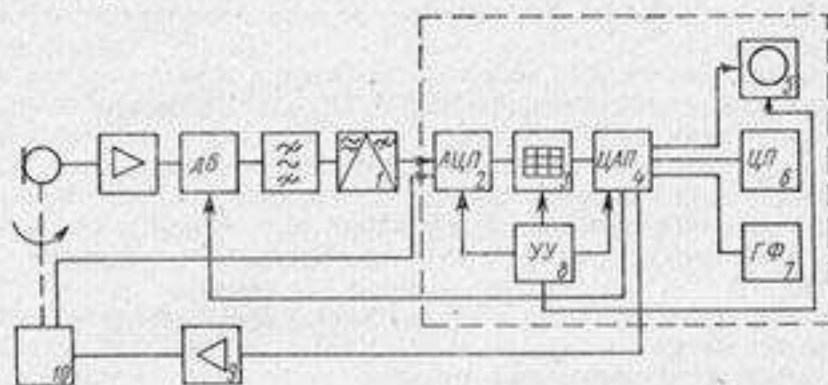


Рис. 4.25. Схема использования ЭЦВМ при акустических исследованиях.

1 — преобразователь сигнала в вид, пригодный для ввода в ЭВМ; 2 — аналого-цифровой преобразователь; 3 — оперативная память и арифметическое устройство ЭЦВМ; 4 — цифроаналоговый преобразователь; 5 — дисплей (индикатор информации); 6 — цифровая печать; 7 — графопроектор; 8 — устройство управления; 9 — усилитель мощности; 10 — электропривод.

Развитие мини- и микропроцессоров с высокой плотностью элементов и большим объемом памяти сократило размеры ЭЦВМ до обычных настольных приборов.

Практика показывает, что наилучшие результаты получаются при комбинировании разнообразных аналоговых электронных (в том числе и вычислительных) и цифровых устройств.

Схема использования ЭЦВМ при акустических исследованиях в общем виде показана на рис. 4.25.

Перечислим основные возможности и достоинства, связанные с применением ЭЦВМ для оперативной обработки результатов измерений. Ускорение процесса обработки и анализа результатов позволяет на 60—70% уменьшить общее время исследований. Возникает возможность практически одновременной обработки множественных данных. Это позволяет производить корректировку по ходу проводимых экспериментов — оценивать среднее, дисперсию, исключать сомнительные данные, осуществлять группировку данных по некоторым признакам и т. д. Можно прогнозировать последующие результаты на основе обработки предыдущих измерений.

Трудности, связанные с внедрением электронной вычислительной техники в практику акустических исследований, заключаются в специфике их применения — для эксплуатации ЭЦВМ пока еще необходимо участие специалистов, программы должны составляться и отлаживаться, что само по себе занимает много времени.

В настоящее время существует достаточно большое число примеров успешного применения ЭЦВМ, часть из которых будет рассмотрена в последующих главах. Это приборы для спектрального анализа, определения времени реверберации, расчета звуковой мощности, расчета направленности по измерениям в ближнем поле.

Рассмотрим теперь вопросы управления процессом акустических измерений с помощью ЭЦВМ. Основная цель этого направления — повышение точности и достоверности получаемых результатов, выбор оптимальных режимов измерений.

Исходными операциями для автоматизации процесса измерений является автоматическое управление амплитудой, фазой и частотой акустических сигналов, движением механических систем.

Управление амплитудой акустического сигнала осуществляется путем управления амплитудой электрического сигнала, возбуждающего излучатель звука. Эта операция выполняется с помощью управляемого аналоговыми сигналами от ЭЦВМ делителя напряжения или же изменением коэффициента передачи усилителя при воздействии на него управляющего напряжения с аналогового выхода ЭЦВМ. Зависимость выходного сигнала от управляющего обычно нелинейна.

Применяется также синтезирование сигналов заданной формы (частоты, фазы, амплитуды) непосредственно по программе, причем сигнал формируется аналоговыми выходами ЭЦВМ.

Управление частотой осуществляется включением — выключением привода изменения частоты генераторов, причем частота автоматически контролируется соответствующим прибором (частотомером), выходы которого присоединены к входу ЭЦВМ. Следовательно, в соответствии с программой ЭЦВМ включает устройство для изменения частоты, а по достижении заданного

значения выключает его. Управление движением с помощью ЭЦВМ также осуществляется путем включения соответствующего привода, контроля за его перемещением и выключения по достижении заданного программой значения.

Таким образом, основа управления процессом акустического исследования заключается в машинном анализе ситуации на базе программы и показаний соответствующих приборов, включении необходимых устройств, изменяющих ситуацию в заданном направлении, машинном контроле образующихся изменений и выключении их по достижении заданных значений. Программа такого рода позволяет исключить воздействие люфтов механизмов, правильно выбрать рабочую точку и т. д.

Следует при этом указать на необходимость оптимизации всего измерительного процесса — процедур измерения, алгоритмов обработки и управления измерениями, иначе даже мощные ЭЦВМ не смогут по объему памяти, числу каналов и быстродействию обеспечить проведение современных акустических исследований в приемлемое время.

Примеры управления отдельными процедурами акустических исследований или всем измерительным процессом с помощью ЭЦВМ приведены в следующих главах (измерение коэффициента отражения, выбор оптимального шага частоты при снятии частотных характеристик).

## Глава 5. АНАЛИЗ ИЗМЕРЯЕМЫХ СИГНАЛОВ

### § 5.1. МЕТОДЫ ВЫЯВЛЕНИЯ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ

Анализ акустических сигналов любого вида производится с их электрическими аналогами, т. е. с электрическими сигналами, пропорциональными исследуемым акустическим величинам, с помощью электронной аппаратуры.

В исходном сигнале, получаемом при измерениях, неизбежно присутствуют помеховые составляющие (помехи) разного рода. Их источники могут быть общими с источником полезного сигнала (например, реверберационная помеха) или совершенно независимыми (например, шумы моря при измерении гидролокационных сигналов).

Вопросы выделения полезных сигналов при наличии помех имеют существенное значение не только при акустических измерениях, но и во многих областях, связанных с электроникой, — радиолокации, радиоастрономии, радиоэлектронных измерениях и т. д. Пути решения этой проблемы также имеют много общего

и рассматриваются в соответствующих курсах и монографиях.

Одним из важнейших критериев оценки влияния помех на возможность анализа, т. е. извлечения информации из сигнала, является отношение мощности сигнала к мощности помехи. Современная теория обработки сигналов, кроме того, учитывает данные многомерных функций распределения принимаемого сигнала и различные априорные сведения о характере как полезного сигнала, так и помехи.

Выделение сигналов среди помех основано на применении фильтрации и использовании помехоустойчивых сигналов — частотно-модулированных, фазоимпульсных, кодоимпульсных и др.

Для целей дальнейшего анализа сигнала применимы только методы, не искажающие сам сигнал, т. е. не разрушающие ту информацию, которую можно из него извлечь при дальнейшей обработке.

При каждом измерении должна быть произведена регистрация помехи, т. е. показаний измерительного тракта в отсутствие сигнала. Эта операция осуществима, если можно выключить сигнал, и известно, что помеха и сигнал имеют разные источники возникновения. Выключение сигнала допустимо в лабораторной практике, когда сигнал создается специально в измерительных целях. При измерениях шумов промышленных агрегатов, шумов движения транспорта величину помехи необходимо определять в нерабочее время, после удаления испытуемого объекта на достаточное расстояние. Более сложно выявление помехи, когерентной с сигналом, имеющей с ним общий источник. Такова, например, помеха реверберационного характера, возникающая в замкнутом помещении из-за попадания в точку измерения, кроме прямого сигнала еще и суммы сигналов, отраженных от различных поверхностей помещения (см. гл. 2). Как известно, роль реверберационной помехи оценивается акустическим отношением  $R_a$  — отношением энергии отраженных сигналов к энергии прямого сигнала:

$$R_a = \frac{\sum p_0^2}{p_a^2}, \quad (5.1)$$

где  $p_a$  — звуковое давление прямого сигнала;  $p_0$  — звуковое давление отраженного сигнала.

Помехи акустическим измерениям подразделяют на акустические (механические) и электрические.

К акустическим относят помехи, возникающие в измеряемом поле. Их источниками могут быть, например, производственные и транспортные шумы, шумы моря, ветра, течений. Влияние этих помех можно уменьшить, выбирая подходящее время и место измерений и используя направленные приемники звука.

В лабораторных измерениях, выполняемых в помещениях ограниченного объема, внешние шумы мало влияют на результаты измерений; как указывалось ранее (см. гл. 2), эти помеще-

ния строят с хорошей звукоизоляцией. Однако при лабораторных измерениях возникает акустическая помеха, вызываемая сигналом, попадающим на приемник после одно- и многократных отражений от поверхностей, хотя и заглушенных, но все же отражающих некоторую часть энергии обратно в помещение. Если используется гармонический сигнал, то все отраженные сигналы, суммируясь алгебраически, могут вызвать заметную ошибку. Рассмотрим типичный пример: звукопоглощающее покрытие с коэффициентом поглощения  $\alpha = 0,9975$  считается весьма хорошим. Из формулы  $\beta = \sqrt{1 - \alpha}$  определяем, что при этом коэффициент отражения составляет  $\beta = 0,05$ , т. е. 5% от прямого сигнала отражается от поверхности. В точку приема в прямоугольном помещении попадает шесть сигналов, претерпевших одно отражение от поверхности (многократными отражениями пренебрегаем). Если эти сигналы совпадут по фазе, то, суммируясь, они составят 0,3 от прямого сигнала, т. е. приведут к недопустимой погрешности в 30%. Особенно сильно такого рода помехи влияют на результаты измерений, при которых принимается не прямой сигнал от излучателя, а значительно меньший (например, при измерении звукоизоляции перегородок).

В морских условиях особенно сильны помехи, вызываемые шумом моря, который определяется состоянием его поверхности, зависящим, в свою очередь, от силы ветра. В южных морях также сказываются помехи, создаваемые обитателями моря — дельфинами, рачками, креветками, рыбами.

Электрические помехи вызываются наводками и паразитными обратными связями. Наводки возникают от воздействия на измерительную аппаратуру напряженности электрического и магнитных полей, существующих в месте ее установки. Наиболее сильны наводки сетей переменного тока промышленной частоты. В районах вблизи мощных радиостанций и промышленных агрегатов могут быть наводки и на других частотах. Наводки вызывают также броски токов и напряжений при включении и выключении различных реле и переключателей.

Паразитные обратные связи чаще всего проявляются через общие сопротивления различных элементов измерительного тракта, заземление, внутреннее сопротивление источников питания.

Наводки и паразитные связи устраняют путем правильного соединения между собой элементов схем и экранирования путей распространения электромагнитного поля.

Для экранирования электрического поля следует применять металлические проводящие перегородки и кожухи, хорошо соединенные с корпусом прибора.

Низкочастотные магнитные поля экранируют экранами из ферромагнитных материалов с большой относительной магнитной проницаемостью. Высокочастотные магнитные поля экранируют немагнитными проводящими экранами. Экранировка осуществляется возникающими вихревыми токами.

Излишнее экранирование соединительных проводов увеличивает емкость и ухудшает характеристики тракта.

Для успешного подавления паразитной наводки необходимо найти ее конкретный источник и цепь связи с усилительными элементами тракта. Этого рода наводку устраняют введением дополнительных развязывающих ячеек, подбором правильных точек заземления аппаратуры и снижением внутреннего сопротивления источников питания.

В правильно сконструированном и налаженном измерительном тракте показания приборов в отсутствие сигнала и акустических помех должны быть обусловлены только электрическим напряжением, вызываемым флуктуациями во входных цепях.

Оценку характера, величины и типа помехи во многих случаях производят с помощью электронного осциллографа. При импульсном режиме работы на экране осциллографа можно различать сигналы, непосредственно поступающие от источника звука и отраженные от различных препятствий. На осциллографе просто обнаруживается также наводка, вызванная переменным током.

Необходимо указать, что количественный анализ сигналов, характерный для измерений, требует существенного превышения сигнала над помехой. Только в исключительных случаях допустимо, чтобы сигнал по величине был сопоставим с помехой. В этих случаях (если известен характер сигнала и помехи) по специальным графикам, зная значение суммы сигнала и помехи и отдельно помехи, находят значение сигнала.

Как правило, значение амплитуды сигнала должно не менее чем на 10 дБ превышать значение некогерентной с ним помехи и не менее чем на 20 дБ — значение когерентной помехи.

При некоторых видах анализа разделение сигнала и помехи происходит в процессе обработки (например, если частотный спектр помех отличен от частотного спектра сигнала).

Наиболее широко распространены три вида анализа измеряемых акустических сигналов — спектральный, корреляционный, статистический. Последующие параграфы этой главы посвящены их более подробному изложению.

## § 5.2. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА

Спектральным анализом называется процедура определения амплитуд частот или участков спектра, составляющих исследуемый сигнал.

Элементами, с помощью которых осуществляется спектральный анализ, являются частотно-избирательные фильтры.

### 5.2.1. Характеристики фильтров

Свойства каждого фильтра определяются по частотной характеристике нормированного коэффициента передачи, показанной на рис. 5.1, а. Перечислим основные используемые характеристики фильтра:

— ширина полосы пропускания  $\Delta f$  — разность частот  $f_n - f_m$ , соответствующих уменьшению коэффициента передачи до значения  $1/\sqrt{2} = 0,707$  максимального. Внутри полосы пропускания согласно этому определению могут быть неравномерности, но меньшие 0,707;

— крутизна спада характеристики, оцениваемая по величине снижения коэффициента передачи в децибелах вне полосы пропускания (иногда говорят «затухание вне полосы прозрачности») при заданной расстройке по отношению к средней частоте фильтра  $f_0$ . Для фильтра, показанного на рис. 5.1, а, крутизна спада на частоте  $f$  при расстройке  $(f_0/f) = 1/2$  равна  $20 \lg 0,2 = -14$  дБ;

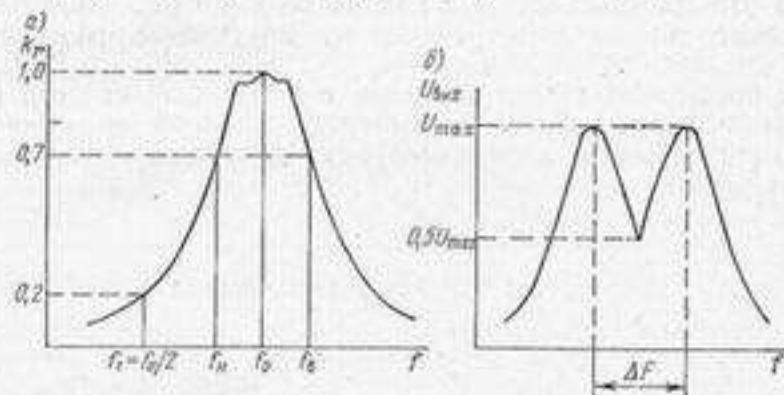


Рис. 5.1. Частотная зависимость коэффициента передачи  $k_f$  реального фильтра (а) и выходного напряжения при разрешении равных сигналов двух частот (б).

— время установления колебаний  $t_{уст}$ . За время установления обычно принимают время нарастания колебаний в фильтре до 0,95 от установившегося значения. Время установления связано с шириной полосы пропускания:

$$t_{уст} = \frac{A}{\Delta f}, \quad (5.2)$$

где  $A$  — коэффициент, определяемый характеристикой фильтра и условием отсчета параметров;

— разрешающая способность фильтра — способность его выявлять смежные составляющие с близкими частотами. Она характеризуется интервалом  $\Delta F$  между частотами двух равных по амплитуде синусоидальных сигналов, разделяемых фильтром с провалом между пиками, равным 0,5 максимума (рис. 5.1, б). Эффект разделения может быть замечен и по меньшему провалу, но и сигналы не всегда бывают одинаковы. Разрешающая способность фильтра тем выше, чем меньше  $\Delta F$ ; она зависит также от вида фильтра (для полосовых фильтров  $\Delta F \approx 3\Delta f$ ).

Фильтры, используемые для анализа спектра шумов при акустических и вибрационных испытаниях, стандартизованы, они должны отвечать ряду обязательных требований согласно ГОСТ 17168—71 — «Фильтры электрические октавные и треть-октавные. Общие технические требования» и ГОСТ 12090—66 — «Частоты для акустических измерений. Предпочтительный ряд». В частности, затухание при расстройке на  $1/2$  октавы ( $f = 0,79f_0$  для  $1/2$ -октавных фильтров) от средней частоты фильтра должно быть не менее 13 дБ, а при расстройке на две октавы ( $f = 0,25f_0$ ) не менее чем 50 дБ. Средние и граничные частоты фильтров должны отвечать определенному числовому ряду. Такая регламентация (совпадающая также с международными рекомендациями) позволяет сопоставлять результаты, получаемые различными исследователями.

Распространен анализ сигналов с постоянной полосой пропускания и постоянной относительной полосой пропускания. В первом случае во всем исследуемом диапазоне частот соблюдается условие

$$\Delta f = \text{const}; \quad (5.3)$$

во втором — сохраняется постоянное отношение

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \text{const}, \quad (5.4)$$

где  $f_0$  — средняя частота в каждом частотном участке.

Очевидно, что в случае (5.4) ширина полосы в начале исследуемого диапазона будет значительно уже, чем в конце его.

Международными рекомендациями и ГОСТ 17168—71 установлены соотношения между нижними  $f_n$ , верхними  $f_b$  и средними  $f_0$  частотами фильтров для анализа с постоянной относительной полосой пропускания, выполняющими анализ в долях октавы:

$$\text{Октавный анализ } f_n = 2f_0; f_b = \sqrt{2}f_0 = 1,41f_0;$$

$$1/2\text{-октавный анализ } f_n = \sqrt{2}f_0; f_b = \sqrt[3]{2}f_0 = 1,19f_0;$$

$$1/3\text{-октавный анализ } f_n = \sqrt[3]{2}f_0; f_b = \sqrt[6]{2}f_0 = 1,12f_0;$$

$$1/12\text{-октавный анализ } f_n = \sqrt[12]{2}f_0; f_b = \sqrt[24]{2}f_0 = 1,03f_0.$$

Средние частоты этих фильтров также определены ГОСТ. Для наиболее распространенного  $1/2$ -октавного анализа цифровой ряд средних частот фильтров имеет вид: 1; 1,25; 1,6; 2; 2,5; 3,15; 4; 5; 6,3; 8; 10; 12,5; 16; 20 и т. д. Средние частоты фильтров октавного анализа получаются из этого же ряда: 1; 2; 4; 8; 16 и т. д.

Аппаратурный анализ реализуется аналоговыми средствами, цифроаналоговыми и цифровыми. Ниже рассматриваются их особенности.

### § 5.3. СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ АНАЛОГОВЫМИ СРЕДСТВАМИ

Спектральный анализ в некотором диапазоне частот бывает последовательным, когда параметры фильтра плавно изменяются таким образом, что можно поочередно оценить каждый участок исследуемого диапазона (рис. 5.2, а), и одновременным (иногда говорят «параллельным»), когда сигнал поступает на параллельно включенный набор фильтров, характеристики которых охватывают исследуемый диапазон (рис. 5.2, б).

При одновременном анализе имеется возможность визуально наблюдать спектр сложного сигнала на экране электронно-луче-

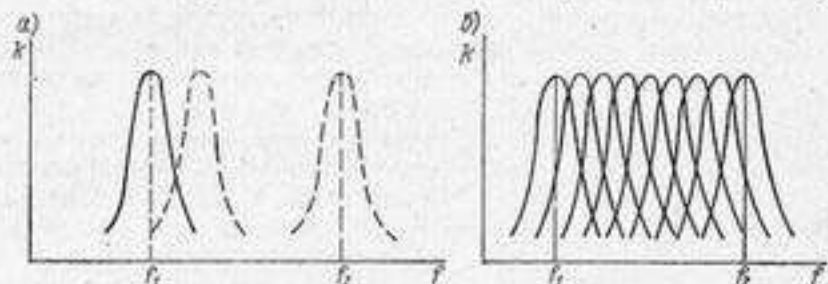


Рис. 5.2. Последовательный (а) и одновременный (б) анализ аналоговыми средствами.

$k$  — коэффициент передачи.

вой трубки (осциллографе). Приборы любого типа, на которых перестройка или переключение фильтров производится вручную, называются анализаторами, автоматизированные приборы для анализа называются спектрометрами.

Фильтры аналогового типа представляют собой разнообразные схемы из элементов сопротивлений, индуктивностей и емкостей. Распространены также так называемые активные фильтры, включающие усилительные схемы с частотно-зависимыми обратными связями, особенно удобные в области низких частот или при необходимости получения узкой полосы пропускания.

Перспективными являются электромеханические фильтры, использующие резонансы механических элементов и кристаллов и обеспечивающие более высокие свойства фильтров по крутизне спада, разрешению и стабильности.

Простейший фильтр состоит из параллельного резонансного контура LCR. Многие его свойства могут быть определены из значений его добротности  $Q = \omega L/R = 1/\omega CR$ . Так, ширина полосы пропускания резонансного контура

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q},$$

где  $Q$  — добротность контура.

Время установления

$$t_{уст} = \frac{1}{\Delta f} = \frac{Q}{f_0}$$

Разрешающая способность

$$\Delta F = 4 \Delta f = \frac{4f_0}{Q}$$

Эти характеристики, как правило, не удовлетворяют довольно жестким требованиям, предъявляемым при анализе, поэтому используются разнообразные комбинации элементов, мостовые схемы и их соединения.

При выполнении анализа некоторой частотной области существенную роль играет динамический диапазон анализа — отношение максимальной амплитуды спектра на какой-либо частоте к минимальной амплитуде на любой другой частоте. Этот диапазон определяется прохождением сигналов вне полосы пропускания фильтров.

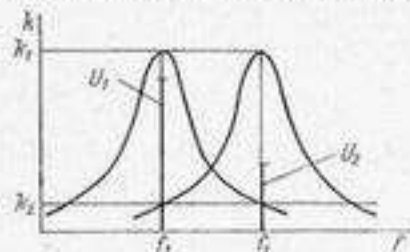


Рис. 5.3. Прохождение разных по амплитуде сигналов через реальные фильтры.

Рассмотрим для примера прохождение через два фильтра сигнала, имеющего составляющие  $U_1$  на частоте  $f_1$  и  $U_2$  на частоте  $f_2$ , соответствующие средним частотам этих фильтров (не обязательно смежных), причем  $U_1 > U_2$  (рис. 5.3).

Положим  $k_1$  — коэффициент передачи на средней частоте каждого из фильтров,  $k_2$  — коэффициент передачи одного фильтра на средней частоте другого (очевидно,  $k_2 \ll k_1$ ). Суммируя энергию сигналов на каждой из средних частот фильтров, найдем выходное напряжение для первого фильтра

$$U_{вых1} = \left\{ U_1^2 k_1^2 \left[ 1 + \left( \frac{U_2 k_2}{U_1 k_1} \right)^2 \right] \right\}^{1/2} \approx U_1 k_1$$

В этом фильтре выходное напряжение соответствует реальности, так как дробь  $(U_2 k_2 / U_1 k_1)$  при принятых условиях существенно меньше единицы.

Для второго фильтра выходное напряжение равно

$$U_{вых2} = \left\{ U_2^2 k_1^2 \left[ 1 + \left( \frac{U_1 k_2}{U_2 k_1} \right)^2 \right] \right\}^{1/2}$$

Значение напряжения на этом фильтре будет правильным, если отношение  $(U_1 k_2 / U_2 k_1)$  окажется меньше единицы, а так как  $U_1 > U_2$ , то  $k_2 / k_1$  должно быть весьма мало.

По существу, динамический диапазон анализа (т. е. отношение  $U_{1max} / U_{2min}$ ) определяется допустимой погрешностью анализа,

а также той парой фильтров, у которой отношение  $k_2 / k_1$  оказывается наибольшим.

Промышленность выпускает анализаторы спектра с октавной, 1/2-, 1/3-октавной полосами пропускания, гетеродинные спектрометры с постоянной полосой пропускания и спектрометры одновременного действия.

### 5.3.1. Особенности последовательного анализа

Структурная схема спектрометра гетеродинного типа показана на рис. 5.4.

При смешивании частот сигнала и гетеродина образуется промежуточная частота. Фильтрация по этой частоте определяет

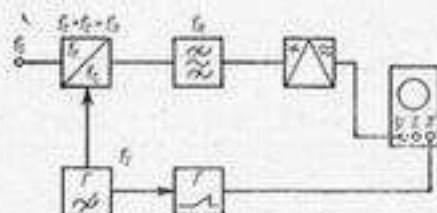


Рис. 5.4. Структурная схема спектрометра гетеродинного типа.

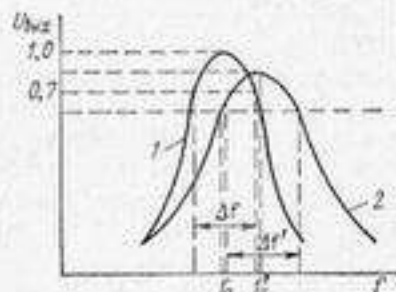


Рис. 5.5. Статическая (1) и динамическая (2) частотные зависимости напряжения на выходе фильтра при последовательном анализе.

качество анализа. При плавном изменении частоты гетеродина последовательно «просматривается» исследуемый диапазон частот. Напряжение развертки синхронизовано с изменением частоты гетеродина, поэтому горизонтальная ось на экране электронно-лучевой трубки представляет ось частот. Для повышения разрешающей способности используют иногда электромеханические фильтры, обладающие высокой добротностью, или осуществляют двойное гетеродинирование.

Рассмотрим вопрос о скорости последовательного анализа, так как ее величина во многом определяет качество анализа и его время.

Динамическая частотная кривая фильтра с непрерывно изменяющейся средней частотой при большой скорости изменения существенно отличается от статической. На рис. 5.5 показана частотная кривая выходного напряжения такого фильтра при подаче на него синусоидального сигнала. Там же дана статическая характеристика (при очень малой скорости изменения частоты фильтра). Из сопоставления кривых видно, что максимум динамической кривой уменьшается сравнительно со статической кривой, смещается средняя частота и расширяется ширина полосы

получаемого сигнала (кривая становится асимметричной). Это происходит в связи с инерционностью элементов фильтра, так как при быстром изменении частоты амплитуда колебаний в контуре не успевает достигнуть величины, соответствующей установившемуся режиму. Качество анализа в случае неправильно выбранной скорости снижается.

Исследования показали, что скорость изменения частоты  $\nu$ , необходимая для последовательного анализа, может быть выбрана из выражения

$$\nu < \mu (\Delta f)^2, \quad (5.5)$$

где  $\Delta f$  — ширина полосы пропускания фильтра в статическом режиме;  $\mu$  — постоянная, зависящая от требований, предъявляемых к анализу, и характеристик фильтра.

Значение  $\mu$  тем меньше, чем выше требования к качеству анализа. Оно может изменяться от 0,001 (относительная погрешность по всем искажениям менее 0,05) до нескольких единиц, если не играет роль смещение максимума по частоте. Характер частотной характеристики фильтра также важен — наименьшего значения  $\mu$  требует прямоугольная форма характеристики, наибольшего — колокольная форма.

Когда не предъявляются особых требований и характер частотных характеристик фильтра неизвестен, то используют приближенное выражение

$$\nu \leq \frac{(\Delta f)^2}{4}. \quad (5.6)$$

Продолжительность последовательного анализа спектра  $t$  определяется из выражения

$$t = \frac{(f_2 - f_1)}{\nu},$$

### 5.3.2. Особенности одновременного анализа

Структурная схема типового спектрометра фильтрового типа с одновременным анализом показана на рис. 5.6.

Развертка осуществляется синхронно с переключением фильтров, поэтому на экране наблюдается спектр в виде столбиков. В современных спектрометрах этого типа применяется аналоговая память — на десятки секунд картина спектра сохраняется неизменной. Предусматривается цифровой выход любого фильтра с последующей подачей на ЭЦВМ, возможность регистрации последовательности на самописец (т. е. получения документального результата измерения). Как правило, спектрометры этого типа осуществляют анализ с постоянной относительной полосой пропускания — октавной, 1/3-октавной и т. д.

Время анализа при одновременном анализе определяется временем установления в том из фильтров, который обладает самой узкой полосой пропускания (на самой низкой частоте)

$$t = \frac{A}{\Delta f_{\min}}.$$

Очевидно, что время анализа в этом случае во много раз меньше, чем при последовательном анализе.

Из-за ограничений, связанных с временем анализа аналоговыми средствами, применяются устройства, сочетающие аналоговую и цифровую вычислительную технику. В простейшем виде —

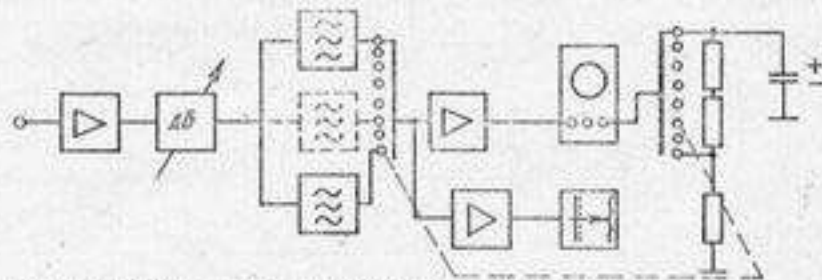


Рис. 5.6. Структурная схема спектрометра фильтрового типа.

это сопряжение аналогового анализатора с электронной вычислительной машиной, которая производит группировку получаемых спектров, проводит их метрологическую оценку, выполняет необходимые для окончательной обработки расчеты (например, при измерениях в соответствии с международными рекомендациями шума, создаваемого самолетами при взлете, посадке и т. д.). Более сложная комбинация аналоговых и цифровых средств производится в системах узкополосного анализа, где время аналогового анализа оказывается чрезмерно большим.

Используется принцип сжатия временного масштаба анализируемого процесса. Он заключается в преобразовании аналогового сигнала в цифровую форму, ввода его в цифровую память и последующем преобразовании в непрерывный сигнал с другой скоростью; дальнейший анализ выполняется гетеродинированием на достаточно высоких частотах, где ширина полосы позволяет обеспечивать высокую скорость анализа.

### 5.3.3. Измерение взаимной спектральной плотности сигналов

Взаимная спектральная плотность  $G_{xy}$  двух сигналов характеризует их взаимосвязь, а следовательно, и взаимосвязь явлений, которые они представляют. При большом интервале времени усреднения  $T$  и узкой полосе анализа  $\Delta f$  взаимная спектральная плотность определяется формулой

$$G_{xy}(f) = |A_T(f)| |B_T(f)| \cos \psi + j |A_T(f)| |B_T(f)| \sin \psi,$$

где  $A_T(f)$ ,  $B_T(f)$  — частотные спектры процессов;  $\psi$  — угол между спектрами.

Структурная схема анализатора взаимных спектров, реализующего это выражение, показана на рис. 5.7.

Для получения действительной или мнимой части взаимной спектральной плотности двух сигналов синхронно перемножаются напряжения выходов узкополосных фильтров, прошедшие через фазовращающие цепочки, обеспечивающие их квадратуру (т. е. сдвиг по фазе на  $90^\circ$ ), затем производится усреднение результатов во времени.

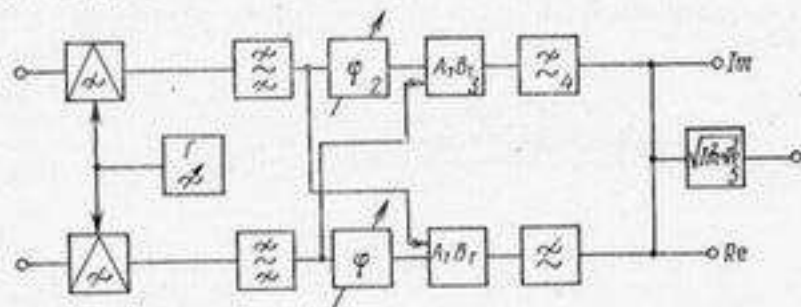


Рис. 5.7. Структурная схема анализатора взаимных спектров.

1 — смеситель; 2 — фазовращатель; 3 — умножитель; 4 — интегратор; 5 — блок получения модуля взаимной спектральной плотности.

Измерения взаимных спектров при правильном выборе параметров анализа (полосы пропускания, времени усреднения, скорости анализа) позволяют получить многообразную информацию о происходящих процессах — локализовать источники шума, характеризовать диффузность виброакустического процесса и т. д.

### 5.3.4. Спектральный анализ случайных процессов

Спектральный анализ случайных стационарных процессов отличается необходимостью определения устойчивых средних значений (энергии сигналов за достаточный промежуток времени), что требует усреднения во времени настолько длительного, чтобы получаемые значения совпадали в пределах допустимой ошибки со значениями, соответствующими неограниченному времени усреднения. Это решается в аналоговых устройствах применением интегрирующих цепей.

Время интегрирования протектированных сигналов  $T_n$  может быть выбрано из выражения

$$T_n = \frac{A_1}{\delta \Delta f^2},$$

где  $\delta$  — средняя квадратичная погрешность;  $A_1$  — постоянная, зависящая от вида фильтра, характера детектирующей и интегрирующей цепей; она изменяется от 0,04 до 1.

Так, при интегрировании цепочкой  $RC$  при линейном детектировании и полосовом фильтре

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{8} \Delta f RC}.$$

Для резонансного контура при тех же условиях

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{8\pi} \Delta f RC}.$$

Время, потребное на проведение анализа случайных процессов, значительно больше, чем время анализа детерминированных сигналов.

Чтобы выполнять анализ случайных процессов с помощью обычных промышленных анализаторов и спектрометров, необходимо в качестве окончательных использовать приборы, измеряющие энергию за достаточный промежуток времени. Обычные выходные приборы не всегда обеспечивают эти условия.

## § 5.4. СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ МЕТОДАМИ И СРЕДСТВАМИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ

### 5.4.1. Дискретизация и квантование непрерывных сигналов

Дискретизацию непрерывного сигнала (т. е. представление его в виде массива дискретных отсчетов) можно представить как модуляцию последовательности единичных кратковременных импульсов  $S(t)$  непрерывной функцией  $\varphi(t)$ , в результате чего образуется дискретная функция  $x(t)$  (рис. 5.8, а).

Спектр этой функции равен

$$x(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) S_n e^{-j(\omega t - \omega_n \tau)} dt,$$

где  $S_n$  — коэффициент Фурье, разложения функции  $S(t)$  в ряд;  $1/\omega_n$  — период повторения  $S(t)$ .

Реальная функция импульсной модуляции представлена последовательностью импульсов единичной амплитуды и продолжительности  $\tau$  с периодом повторения  $\Delta t$ , которую можно разложить в ряд

$$S(t) = \frac{\tau}{\Delta t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(n\pi\tau/\Delta t)}{n\pi\tau/\Delta t}. \quad (5.7)$$

Указанный спектр состоит из постоянной составляющей и линейчатой части, симметричной относительно этой составляющей, причем промежуток между соседними спектральными линиями

равен  $1/\Delta t$ , а амплитуда определяется дробью под знаком суммы в (5.7).

Так как значение  $\tau/\Delta t$  мало, то амплитуда первых нескольких спектральных линий приближенно равна постоянной составляющей функции.

На рис. 5.8, б, в, г показан спектр исходного сигнала  $\varphi(t)$ , спектр импульсной последовательности  $S(t)$  (его начальная часть) и спектр импульсно-модулированной функции  $x(t)$ . Видно, что

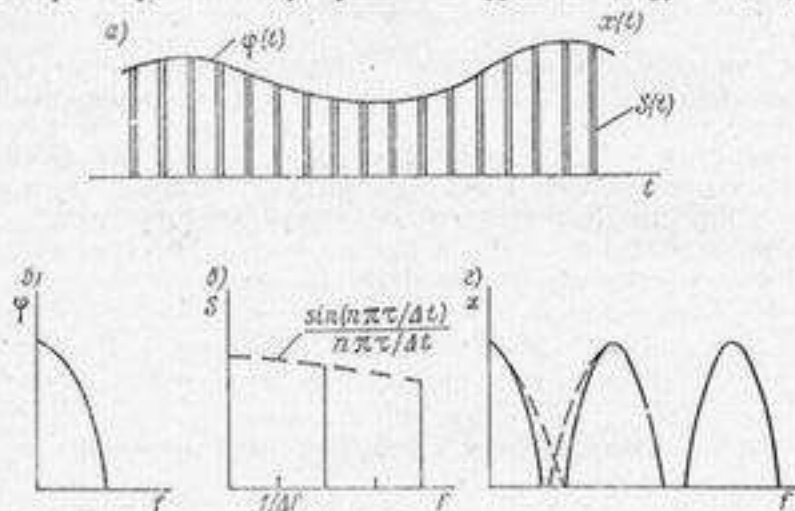


Рис. 5.8. Представление дискретизации непрерывного сигнала в виде модуляции последовательности периодических импульсов (а) и спектры: исходного сигнала (б), последовательности импульсов (в) и модулированных импульсов (г).

в спектре импульсно-модулированной функции  $x(f)$  содержится не только исходная функция  $\varphi(f)$ , но свертка этой функции относительно основной частоты и высших гармоник функции  $S(f)$ . Если путем фильтрации исключить высшие частотные составляющие этого сигнала, то его спектр совпадет с исходным. Если же спектр более широк (как показано пунктиром на том же графике), то произойдет наложение спектров, приводящее к погрешности анализа. Поэтому необходимо тщательное разграничение частотной полосы сигнала и выборки. Частота выборки при идеальном фильтре должна вдвое превышать наивысшую частоту сигнала  $f_m$ , модулирующего последовательность импульсов выборки. На практике частота среза фильтра нижних частот, ограничивающего спектр сигнала, устанавливается в зависимости от качества фильтров и ожидаемого спектра сигнала. С учетом всех факторов погрешность не более 1% обеспечивается при дискретизации с интервалом  $\Delta t$ , отвечающим соотношению

$$\Delta t \geq \frac{1}{10f_m} \quad (5.8)$$

При условии высокого качества фильтрации в некоторых приборах удастся обеспечить хорошие результаты и при  $\Delta t = 1/2f_m$ .

Кроме дискретизации во времени при вводе сигналов в ЭЦВМ осуществляется их квантование по уровню амплитуды, так как цифровые массивы могут содержать лишь ступенчатые значения. В результате квантования непрерывная по уровням реализация заменяется ступенчатой. Максимальная ошибка квантования уровней  $\Delta y$  составляет половину интервала квантования уровней  $\Delta_k$ :

$$|\Delta y|_{\max} = \frac{\Delta_k}{2}.$$

В связи с тем, что число интервалов квантования в современных аналого-цифровых преобразователях составляет более 200, ошибка квантования составляет доли процента от максимального значения сигнала. Однако погрешность существенно увеличивается при квантовании малых сигналов.

Процесс спектрального анализа, выполняемого ЭЦВМ над аналоговым сигналом после его дискретизации и квантования, развивается в двух направлениях — на основе быстрого преобразования Фурье и путем цифровой фильтрации. Рассмотрим более подробно эти направления.

#### 5.4.2. Специализированные процессоры быстрого преобразования Фурье

Быстрое преобразование Фурье (БПФ) является алгоритмом дискретного преобразования Фурье, приводящего к значительному сокращению машинного времени при выполнении численных операций по определению спектральной плотности сигналов. Наиболее эффективно использование метода БПФ с процессорами (мини- и микро-ЭЦВМ), специально предназначенными для этой задачи.

Алгоритм дискретного преобразования Фурье имеет вид

$$A_r = \sum_{k=0}^{n-1} x_k e^{-j \frac{2\pi r k}{n}}, \quad r = 0, 1, \dots, n-1,$$

где  $A_r$  —  $r$ -й коэффициент;  $x_k$  —  $k$ -я выборка временного ряда из  $n$  выборок.

Типовой прибор для выполнения быстрого преобразования Фурье включает в себя устройство дискретизации — входной фильтр, ограничивающий спектр сигнала, аналого-цифровой преобразователь, процессор, включающий оперативную память, вычислительное устройство и систему управления, цифроаналоговый преобразователь для обеспечения визуальной информации — дисплей. В связи с ограниченным объемом выборок, чтобы исключить влияние краевых эффектов (аналогичных «склеике» в коль-

цах магнитной записи на ленте), производится умножение исследуемой выборки на так называемую весовую функцию. Кроме того, используется усредняющее устройство, позволяющее оценивать мгновенные значения спектра, линейное усреднение заданного числа статистически независимых спектров и усреднение спектров по экспоненциальному закону.

Упомянем некоторые особенности параметров анализа в этом случае.

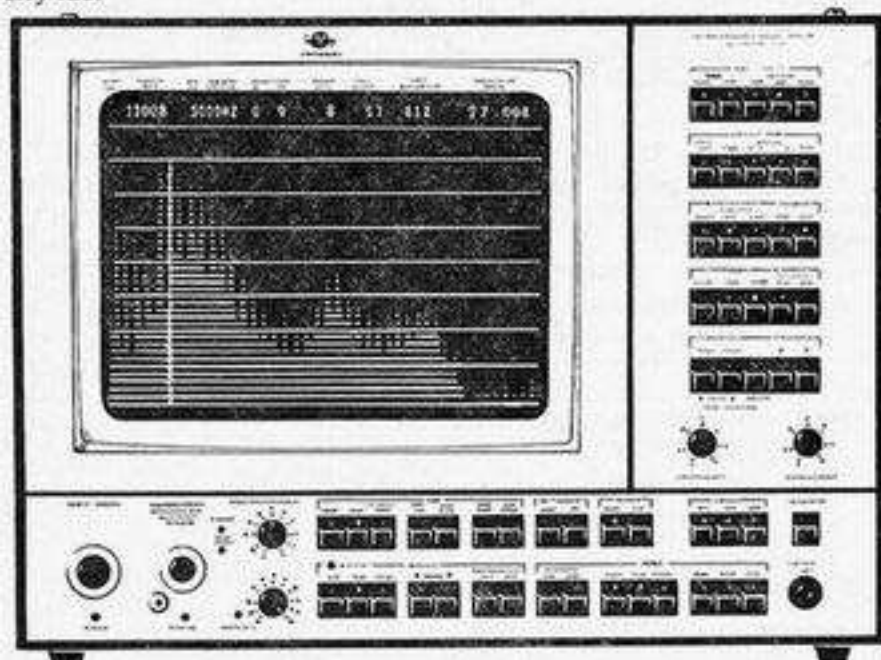


Рис. 5.9. Внешний вид цифрового спектрометра типа 2031, работающего по алгоритму БПФ.

Частотный диапазон простирается от нуля до частоты  $f_N$ , определяемой выражением

$$f_N = \frac{f_s}{2},$$

где  $f_s$  — частота выборки.

Фильтр нижних частот должен ограничить спектр сигнала частотой  $f_N$ , этим будет определяться динамический диапазон анализа.

При числе выборок  $n$  разрешение  $\Delta F$ , т. е. разница по частоте между частотными составляющими получаемого спектра будет составлять

$$\Delta F = \frac{f_s}{n} = \frac{2f_N}{n}.$$

Ширина полосы определяется разрешением и характером взвешенной функции. При распространенной временной весовой функции Ханнинга эффективная ширина полосы равна

$$\Delta f_{\text{эф}} = 1,4\Delta F.$$

Одним из средств получения более высокого разрешения без изменения ширины полосы является добавление нулей к записи. Например, если запись длины  $n$  увеличить до  $2n$ , тогда разрешение будет  $f_s/2n$ , а полоса останется  $f_s/n$ . Такая операция, однако, требует существенного увеличения памяти машины и увеличивает время анализа.

Примером специализированного устройства для анализа по алгоритму БПФ может служить узкополосный частотный анализатор типа 2031, показанный на рис. 5.9. Этот прибор производит анализ в 400 каналах в частотном диапазоне от 0 до 20 кГц, с динамическим диапазоном порядка 72 дБ. Использование БПФ для узкополосного анализа с постоянной полосой пропускания имеет заметные преимущества по сравнению с примененным комбинированными аналого-цифровыми системами или цифровыми фильтрами.

Время, затрачиваемое прибором на преобразование, вычисление, усреднение и отображение отдельных спектральных картин, не превышает 200 мс. Предусмотрены также возможности запоминания, усреднения и сопоставления спектров между собой.

### 5.4.3. Цифровые фильтры

Цифровые фильтры обладают лучшей стабильностью и линейностью, более высокой частотной избирательностью, чем аналоговые фильтры. Широко применяются многорезонные цифровые фильтры нижних частот Баттерворта, Чебышева и эллиптические.

Принцип работы одиночного цифрового фильтра иллюстрируется рис. 5.10. Здесь показан реверсивный фильтр, обратную связь в котором обеспечивает выходной сигнал фильтра в определенный момент времени в форме явной функции предшествующих этому моменту значений входных и выходных сигналов. Форма частотной характеристики (фильтр нижних, верхних частот или полосовой) зависит от коэффициентов умножающих частот  $A_0, B_1, B_2$ , а частотный диапазон — от задержки  $\Delta t$ . Эта задержка идентична элементарному интервалу выборки, регулируя который можно, как было указано ранее, изменять рабочий диапазон фильтра. Например, увеличение задержки вдвое приводит к сдвигу частотного диапазона фильтра на октаву ниже при сохранении его относительной полосы пропускания.

На вход цифрового фильтра поступает последовательность дискретных значений, соответствующих временной функции сигнала. На выходе образуется последовательность отфильтрованных дискретных значений. Таким образом, цифровые фильтры тоже представляют комбинацию аналоговых устройств, аналого-цифровых,

цифроаналоговых преобразователей со специализированным процессором, действующим по заданной программе.

Цифровые фильтры оказываются более удобными для выполнения анализа с постоянной относительной полосой пропускания.

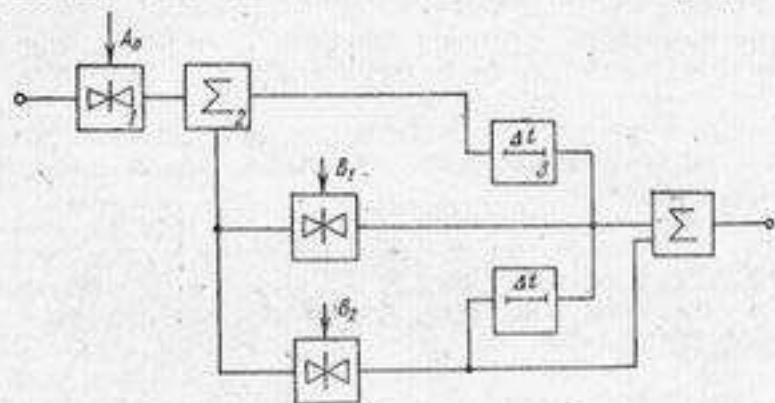


Рис. 5.10. Принцип работы цифрового фильтра.  
1 — умножитель; 2 — сумматор; 3 — задержка во времени.

Характерным прибором этого типа является цифровой частотный анализатор 2131, обеспечивающий 1/3-октавный и октавный анализ в диапазоне частот 1,6 Гц — 20 кГц.

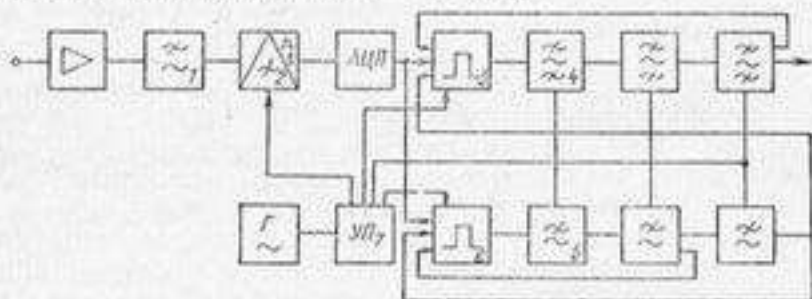


Рис. 5.11. Структурная схема фильтрующей части цифрового анализатора.

1 — аналоговый фильтр нижних частот; 2 — импульсный модулятор; 3 — коммутатор цифровых полосовых фильтров; 4 — полосовые цифровые фильтры; 5 — низкочастотные цифровые фильтры; 6 — коммутатор цифровых фильтров нижних частот; 7 — управление программой анализа.

Структурная схема фильтрующей части этого анализатора показана на рис. 5.11. Сигнал проходит через фильтр нижних частот, затем производится выборка (т. е. преобразование в дискретный вид) и представление его двенадцатиразрядным двоичным кодом. В дискретной форме сигнал поступает в блок, содержащий пять двухполосных цифровых фильтров — три полосовых фильтра и два фильтра нижних частот. На входе этих каскадов установлены «мультиплексеры», управляющие передачей данных к фильтрам.

Выбор октавного или 1/3-октавного анализа определяется одно- или многократным прохождением сигнала через полосовые фильтры. Те дискретные значения, которые используются в процессе предыдущей фильтрации, вводятся в промежуточную память. Последующее их считывание и обработка полосовым фильтром обеспечивают новую полосу частот (более низкую). Так осуществляется последовательный переход от одной полосы анализа к другой.

Чтобы работать в реальном масштабе времени, блок фильтров должен обрабатывать данные и выдавать результаты анализа, представляющие высшую октавную полосу и соседнюю с ней, в течение одного интервала выборки. Этот процесс равносителен фильтрации шестью 1/3-октавными фильтрами и шестью фильтрами низких частот, обеспечивая спад частотных характеристик порядка 35 дБ/октаву, что является очень хорошим показателем для фильтров.

#### 5.4.4. Выбор вида спектрального анализа

Наиболее характерными видами акустических сигналов являются:

- периодические сигналы сложной формы. Их спектр характерен наличием дискретных составляющих;
- случайные стационарные сигналы, содержащие широкий набор частотных составляющих;
- сумма периодических и случайных сигналов. Это наиболее часто встречающийся вид сигналов;
- нестационарные сигналы однократного действия, изменяющиеся во времени. Эти сигналы наиболее характерны для регистрации шума движущихся объектов (шум которых сам по себе стационарен) неподвижным приемником звука.

Чтобы результаты анализа дали четкий ответ на те вопросы, которые стоят перед исследователями, необходимо в соответствии с назначением исследований выбрать вид анализа и параметры анализирующих приборов.

Первоначально решается вопрос о методе анализа — непосредственном или с помощью магнитных записей. По мере возможности рекомендуется непосредственный анализ исследуемого сигнала в связи с недостаточной в настоящее время точностью записи — воспроизведения на магнитной ленте. Спектр воспроизводимого сигнала при магнитной записи зависит от однородности магнитной пленки, стабильности механической части магнитофонов и даже от малых перекосов магнитной ленты.

Если цель исследований — выявление отдельных дискретных составляющих (для отыскания и воздействия на источник), то следует выбирать узкополосный анализ с постоянной полосой пропускания. Не следует выбирать чрезмерно узкую полосу анализа, так как во время работы механического оборудования (источника анализируемого сигнала) спектральные составляющие несколько

флуктуируют во времени по частоте и амплитуде. Полоса анализа должна охватывать эти флуктуации, иначе результаты будут искажены.

В тех случаях, когда анализ процесса производится в целях борьбы с шумом методами звуко- и виброизоляции и звукозаглушения, достаточно выявить интенсивные частотные участки процесса. При этом выбирается анализ с постоянной относительной полосой пропускания. Наиболее распространен 1/3-октавный анализ. Сле-

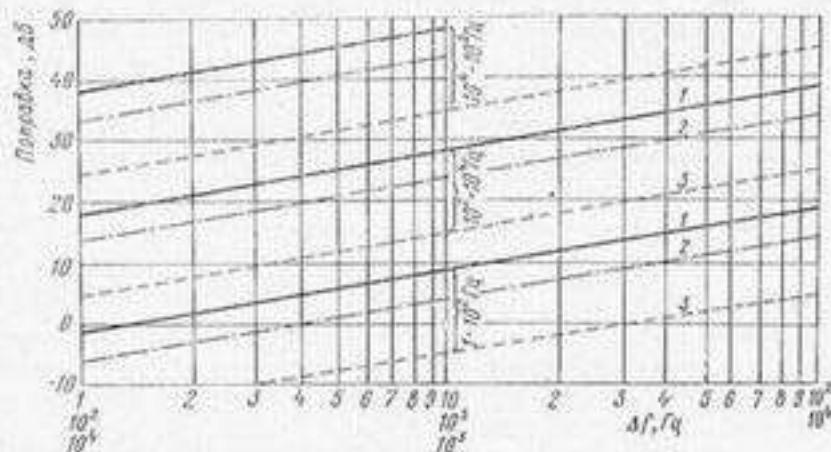


Рис. 5.12. График перевода уровней в частотных полосах в полосу 1 Гц.

1 — при ширине полосы 1 октава; 2 — при ширине полосы 1/3-октава; 3 — при ширине полосы 3%.

дует также иметь в виду, что ширина полосы пропускания должна быть, по крайней мере, в 4 раза уже того частотного диапазона, который подлежит анализу.

Для выбранной полосы и вида анализа определяется скорость изменения частоты и время анализа.

Остальные параметры анализирующих приборов, такие, как динамический диапазон, крутизна спадов частотных характеристик фильтров, значения их выходного и входного сопротивлений, обычно не выбираются, а учитываются при комплектации измерительного тракта.

Сравнение данных анализа акустических процессов может производиться только при соответствующей унификации способов представления результатов анализа.

При построении спектрограмм по горизонтальной оси обычно откладываются частоты в пределах исследуемого диапазона (по логарифмическому закону), а по вертикальной — спектральные уровни (уровни в полосе 1 Гц), выражаемые в децибелах относительно условного нулевого уровня. Практически все измерения

делаются, однако, при полосе пропускания конечной ширины. Для перевода данных в полосу 1 Гц используют выражение

$$A_1 = A_n - \frac{1}{2} (20 \lg \Delta f), \quad (5.9)$$

где  $A_1$  — спектральный уровень, дБ/Гц;  $A_n$  — уровень сигнала в полосе  $\Delta f$ , дБ;  $\Delta f$  — ширина полосы пропускания, Гц. Поправку можно также определить по графику рис. 5.12. По горизонтальной оси откладывают значение  $\Delta f$ , Гц, а по вертикальной — отсчитывают величину поправки, которую относят к среднегеометрическому из значений граничных частот данной полосы.

Перевод значений из одной полосы в другую может производиться только для сигналов, обладающих сплошным спектром. Во всех других случаях, особенно для спектров, содержащих дискретные частоты, подобная процедура приводит к значительным ошибкам.

## § 5.5. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

### 5.5.1. Основные понятия

Многим акустическим явлениям свойственен случайный, статистический характер происходящих процессов. При разовых измерениях в этих случаях получаемая оценка не может характеризовать свойства процесса, не будет устойчивой, повторяющейся. Такие явления можно анализировать на основе вероятностного подхода, выявляя связь между процессами с помощью корреляционного анализа.

Распространенный в практике лабораторных исследований случайный стационарный акустический сигнал (белый шум) также может быть охарактеризован только на основе статистических оценок, причем корреляционные соотношения в ряде случаев дают наиболее удобные для практики результаты.

Здесь рассматриваются только те вопросы теории корреляции, которые имеют практическое применение при проведении акустических исследований.

Теория корреляционного анализа строится на использовании стационарных случайных процессов, для которых сохраняется постоянным среднее значение  $\bar{x}$  во времени, а также среднее значение квадрата той же величины  $\overline{x^2}$ .

Для стационарных случайных процессов среднее значение случайной величины по совокупности реализаций равно среднему значению одной реализации этого процесса по времени. Эта гипотеза (называемая эргодической) часто осуществляется на практике и позволяет заменить изучение состояния множеств элементов изучением поведения одного случайного элемента в течение достаточного промежутка времени.

Случайные процессы характеризуются математическим ожиданием  $\bar{x}$  (средним значением случайной функции), дисперсией  $D$

(усредненной мерой отклонения мгновенных значений от среднего) и корреляционной функцией, характеризующей меру линейной связи значений случайных процессов, разделенных интервалом (задержкой) времени  $\tau$ .

Взаимная корреляционная функция двух случайных процессов  $R_{xy}(\tau)$  имеет вид

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t \pm \tau) dt = \overline{x(t)y(t \pm \tau)}, \quad (5.10)$$

где  $T$  — время интегрирования;  $x(t)$  — функция случайного процесса в момент времени  $t$ ;  $y(t \pm \tau)$  — функция другого случайного процесса в момент времени  $t \pm \tau$ .

При временных процессах обычно  $\bar{x} = 0$ .

Для одного и того же процесса используется корреляционная функция  $R_{xx}(\tau)$ , определяемая выражением

$$R_{xx}(\tau) = R_{\tau} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t \pm \tau) dt = \overline{x(t)x(t \pm \tau)}. \quad (5.11)$$

Практически время  $T$  всегда конечно и выбор его значения определяется характером поставленной задачи, допустимой погрешностью результата и видом использованной аппаратуры.

В формулах (5.10) и (5.11), кроме информации о вероятностной связи, содержатся количественные характеристики измеряемых величин  $x(t)$  и  $y(t)$ . Для количественной оценки только вероятностной связи между процессами используются нормированные величины:

нормированная взаимная корреляционная функция

$$r_{xy}(\tau) = \frac{\overline{x(t)y(t \pm \tau)}}{\sqrt{\overline{x^2(t)}\overline{y^2(t)}}}, \quad (5.12)$$

нормированная корреляционная функция

$$r(\tau) = \frac{\overline{x(t)x(t \pm \tau)}}{\overline{x^2(t)}}. \quad (5.13)$$

При анализе используются следующие основные свойства корреляционных функций.

1. Через преобразование Фурье корреляционные функции связаны с энергетическим спектром случайного процесса  $G(\omega)$  (теорема Винера—Хинчина):

$$\left. \begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) \cos \omega \tau d\omega; \\ G(\omega) &= 2 \int_0^{\infty} R_{xy}(\tau) \cos \omega \tau d\tau. \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

2. Корреляционная функция связана с переходной импульсной характеристикой  $h(t)$  выражением

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) R_{xy}(t - \tau) dt.$$

3. Нормированная взаимная корреляционная функция независимых процессов равна нулю. Однако равенство нулю нормированной взаимной корреляционной функции не означает, что процессы независимы. Это указывает на то, что не во всех случаях корреляционная функция (при фиксированном значении  $\tau$ ) полностью определяет степень связи процессов.

4. Нормированная корреляционная функция является четной:

$$r(\tau) = r(-\tau).$$

5. Корреляционная функция имеет максимум при  $\tau = 0$ , численно равный дисперсии

$$R_{xx}(\tau) = \overline{x^2(t)}.$$

6. Нормированные взаимная корреляционная и корреляционная функции изменяются в пределах от  $-1$  до  $+1$ .

7. Нормированная корреляционная функция при  $\tau = 0$  равна единице.

8. Для полностью независимых (некогерентных) процессов  $r_{xy}(\tau) = 0$ ; для полностью зависимых процессов  $r_{xy}(\tau) = 1$ .

9. Интервалом корреляции (когерентности) случайного процесса называют такой промежуток времени (задержку)  $\tau_0$ , при превышении которого исследуемые процессы считаются независимыми. Чаще всего за интервал корреляции принимается такой промежуток времени (задержки), выше которого значение огибающей корреляционной функции не может быть больше 0,1 максимальной.

10. Корреляционная функция гармонического сигнала представляет собой гармоническую функцию того же периода. Корреляционная функция любого периодического процесса также является периодической функцией с периодом данного процесса. Интервал корреляции периодических сигналов равен бесконечности.

Корреляционные функции случайных стационарных сигналов различного спектрального состава в зависимости от задержки времени показаны на рис. 5.13. Ширина спектра  $\Delta f$  отсчитывается на уровне 0,5 максимального значения по энергии (исключая прямоугольную форму спектра, где  $\Delta f$  определяется граничными ординатами).

При акустических измерениях наиболее употребительны корреляционные функции с наименьшим интервалом корреляции. Наилучшими свойствами этого рода обладают сигналы со спектром колокольной формы, для получения которого случайный широко-

полосный сигнал пропускают через соответствующий фильтр, например систему слабо связанных резонансных контуров. Корреляционный метод анализа принципиально не может дать больше информации, чем спектральный анализ (в связи с тем, что они свя-

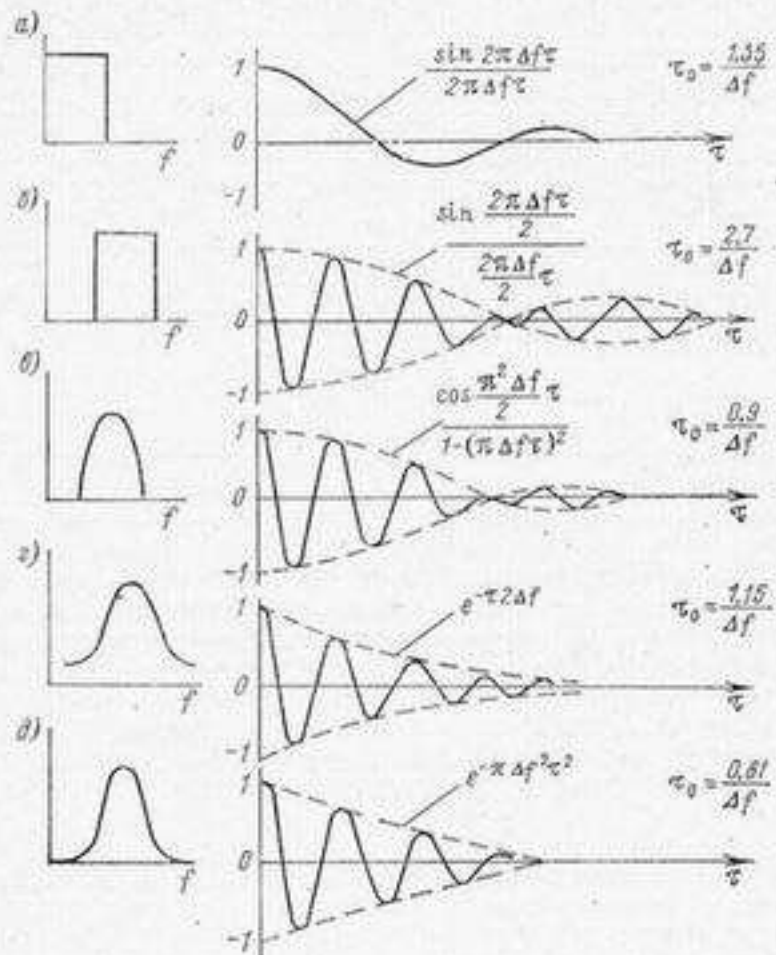


Рис. 5.13. Корреляционные функции случайных стационарных сигналов: а — спектр сигнала ограничен фильтром нижних частот; б — огибающая спектра имеет вид прямоугольника; в — огибающая спектра изменяется по косинусоидальному закону; г — огибающая спектра имеет вид характеристики резонансного одиночного контура; д — огибающая спектра имеет колокольную форму.

заны соотношением (5.14)), и целесообразность применения того или другого метода определяется наличием аппаратуры, характером исследуемого процесса, условиями измерений и т. д.

Целесообразно при излучении шумового сигнала (т. е. стационарного случайного сигнала) в пространстве (воздухе, воде) рас-

сматривать его распространение в виде движения когерентного пакета с формой, соответствующей огибающей корреляционной функции. Например, если в пространство излучает источник, то сигнал, излучаемый в момент времени  $t$ , будет иметь корреляционную связь со всеми сигналами, излученными ранее до момента  $\tau_0$  (а также со всеми сигналами, которые излучены позднее до  $\tau_0$ ). В результате можно представить, что в пространстве со скоростью звука  $c$  передвигается волновой когерентный пакет длительно-

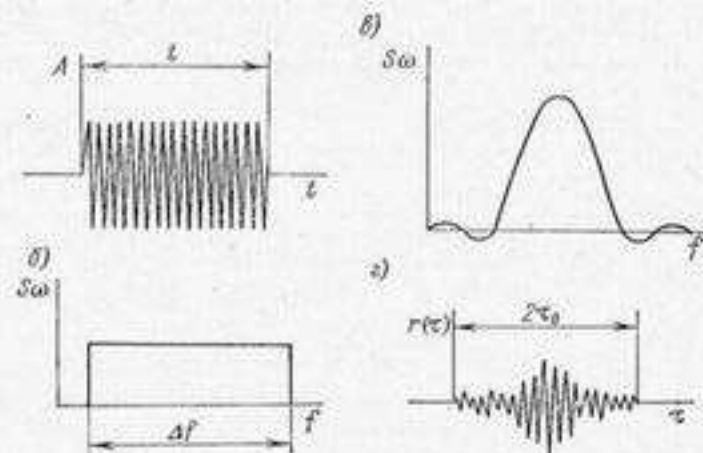


Рис. 5.14. Сравнение временных и спектральных характеристик импульсного сигнала и когерентного шумового пакета: а — временная зависимость импульсного сигнала; б — огибающая спектра шумового сигнала; в — огибающая спектра импульсного сигнала; г — зависимость корреляционной функции шумового сигнала от задержки времени.

стью  $2\tau_0/c$  (при непрерывном излучении шумового сигнала). Та же картина может наблюдаться при излучении в пространство импульсного сигнала длительностью  $\Delta t$ . Это означает, что зависимость корреляционной функции от времени задержки также может быть использована для выявления сигналов, различных по времени и пути прихода в точку измерения, как и временная зависимость при импульсном режиме работы.

Сопоставляя спектры импульсного и шумового сигналов и учитывая, что длительность импульса связана с полосой соотношением

$$\Delta f = \frac{7}{\Delta t},$$

где коэффициент 7 определяется тем, что уровень спектра для отсчета  $\Delta f$  берется равным 0,1, чтобы обеспечить равные условия сравнения методов, легко убедиться и в идентичности спектров (рис. 5.14).

### 5.5.2. Типовые корреляционные анализаторы

Наиболее широко используются схемы для корреляционного анализа на принципе прямого умножения аналоговых сигналов, знакововпадения ограниченных аналоговых сигналов и цифровой обработки массивов, получаемых при дискретизации сигналов. Каждый коррелометр включает также устройства задержки времени и интегрирования процессов во времени.

Задачей корреляционного анализа, как правило, является получение зависимости взаимной корреляционной функции от времени, поэтому применяются разнообразные системы переменной задержки времени.

Типовая схема аналогового коррелометра, работающего по принципу прямого умножения, представлена на рис. 5.15. Схемы прямого умножения обладают малым динамическим диапазоном и потому используются сравнительно редко.

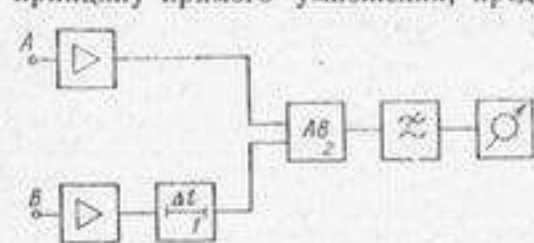


Рис. 5.15. Типовая функциональная схема аналогового коррелометра, работающего по принципу прямого умножения.

1 — задержка времени; 2 — переключатель.

знаков  $P_{**}$ , ограниченных по амплитуде значений исследуемых функций, и нормированной взаимной корреляционной функцией

$$P_{**} = \frac{1}{\pi} \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \arcsin r_{xy}(\tau) \right].$$

На рис. 5.16, б показана временная картина напряжений, поясняющая работу коррелометра этого типа. Кривые 1 и 3 соответствуют исследуемым сигналам  $x(t)$  и  $y(t)$ , подаваемым на входы каналов прибора; кривые 2 и 4 — сигналам на выходе усилителей-ограничителей, а кривая 5 — сигналу на выходе схемы совпадения б. После усреднения (интегрирования) напряжение выходного сигнала  $U$  может быть представлено в виде

$$U = \frac{U_a}{4} \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \arcsin r_{xy}(\tau) \right],$$

где  $U_a$  — постоянная для данного прибора величина, определяемая параметрами схемы совпадения. Величина  $U_a/4$  оценивает выходной сигнал схемы при некогерентном процессе (для гауссова распределения амплитуд сигналов).

Одним из достоинств этого типа коррелометров является то, что он определяет нормированную взаимную корреляционную

функцию, исключая необходимость дополнительных измерительных процедур, обычно необходимых для получения величины  $r_{xy}(\tau)$  и  $r(\tau)$ .

Задержка времени в коррелометрах, основанных на знакововпадении, может быть также выполнена на элементах дискретной

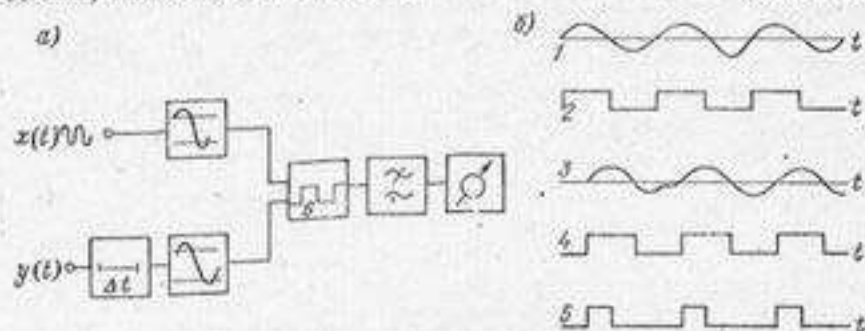


Рис. 5.16. Типовая функциональная схема аналогового коррелометра, работающего по принципу знакововпадения (а) и временная картина напряжений на элементах этой схемы (б).

техники — регистрах сдвига, управляемых генератором тактовых импульсов, что существенно упрощает установку.

Схема типового цифрового коррелометра представлена на рис. 5.17.

Алгоритм расчета для функции корреляции имеет вид

$$R(k, T_0) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_i} x(iT_0) \times x(iT_0 + kT_0),$$

где  $T_0$  — время выборки;

$N$  — число выборок;  $i = 1, 2, 3 \dots k = 1, 2, 3 \dots$

Особенность цифровых коррелометров заключается в том, что заданная задержка времени обеспечивается программой соответствующих выборок из массива чисел, введенных в ЭЦВМ. Наиболее перспективно использование специализированных процессоров.

Корреляционный анализ успешно применяется при оценке качества звукового поля в помещениях, выделении периодических сигналов на фоне помех, выявлении роли и значимости отдельных источников в общем шумовом сигнале, измерении коэффициентов отражения, поглощения, звукоизоляции, определении типов волн и измерении скорости распространения звука в материалах и конструкциях и т. д. Рассмотрим эти применения.

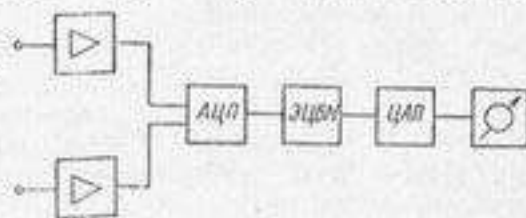


Рис. 5.17. Схема типового цифрового коррелометра.

### 5.5.3. Измерение акустического отношения корреляционным методом

Акустическое отношение  $R_a$  (отношение энергии отраженных сигналов в точке приема к энергии прямого сигнала) хорошо характеризует свойства звукового поля в месте измерения. Однако, его измерение обычными средствами достаточно сложно (см. гл. 2).

С помощью корреляционного анализа (при измерении нормированной функции корреляции) эта процедура упрощается. Структурная схема измерения приведена на рис. 5.18. В звуковом поле,

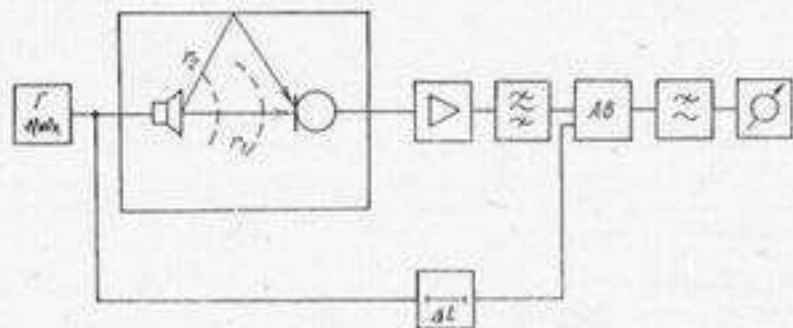


Рис. 5.18. Структурная схема измерения акустического отношения корреляционным методом.

возбуждаемом излучателем звука, помещен приемник звука. На один канал корреляционного анализатора подается усиленный и прошедший через фильтр сигнал от приемника, а на другой — прошедший через линию задержки сигнал от генератора шума, возбуждающего излучатель звука.

Сигнал на приемнике формируется не только прямым сигналом от излучателя, но и сигналами, отраженными от граничных поверхностей помещения.

Сигнал, прошедший через линию задержки, составляющих образуемых отраженными сигналами, не имеет.

Измерения производятся с шумовым случайным стационарным сигналом, ширина полосы которого определяется соответствующей фильтрацией как в канале возбуждения, так и в канале приема.

Условием проведения измерений является соблюдение неравенства

$$t_2 - t_1 \geq \tau_0, \quad (5.15)$$

где  $t_1$  — время прохождения прямого звука от излучателя к приемнику;  $t_2$  — кратчайшее время прохождения отраженных сигналов. Из рис. 5.18 видно, что

$$t_1 = \frac{r_1}{c}; \quad t_2 = \frac{r_2}{c}$$

где  $r_1$  — расстояние между излучателем и приемником;  $c$  — скорость звука в среде;  $r_2$  — кратчайший путь отраженных сигналов от излучателя до приемника.

Обозначим:  $p(\tau)$  — значение сигнала, прошедшего через линию задержки;  $p(t_1)$  — значение прямого сигнала;  $p(t_2)$  — суммарное значение отраженных сигналов на приемнике. Нормированная корреляционная функция для сигналов, прошедших через два канала, равна

$$r(\tau) = \frac{p(\tau)[p(t_1) + p(t_2)]}{\sqrt{p^2(\tau)[p(t_1) + p(t_2)]^2}} = \frac{p(\tau)p(t_1) + p(\tau)p(t_2)}{\sqrt{p^2(\tau)[p(t_1) + p(t_2)]^2}}. \quad (5.16)$$

При времени задержки  $\tau$ , равном  $t_1$ , корреляционная функция приобретает максимальное значение. Рассмотрим, чему при этом равны составляющие формулы (5.16).

В числителе  $p(\tau)p(t_1) = [p(t_1)]^2$ , а слагаемое  $p(\tau)p(t_2) = 0$ , так как по условию (5.15)  $t_2$  находится вне интервала корреляции. В знаменателе

$$\sqrt{p^2(\tau)[p^2(t_1) + 2p(t_1)p(t_2) + p^2(t_2)]} = \sqrt{p^2(t_1)[p^2(t_1) + p^2(t_2)]}$$

Тогда

$$r(t_1) = \frac{p^2(t_1)}{\sqrt{p^2(t_1)[p^2(t_1) + p^2(t_2)]}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{p^2(t_2)}{p^2(t_1)}}}$$

Замечаем, что отношение средних значений квадратов сигналов  $p(t_2)$  и  $p(t_1)$  как раз и представляет акустическое отношение

$$R_a = \frac{p^2(t_2)}{p^2(t_1)}; \quad r(t_1) = \frac{1}{\sqrt{1 + R_a}}$$

Отсюда

$$R_a = \frac{1}{r^2(t_1)} - 1. \quad (5.17)$$

Таким образом, корреляционный анализатор, измеряющий нормированную корреляционную функцию, может быть градуирован в долях акустического отношения согласно формуле (5.17). Если измеряется значение ненормированной корреляционной функции, то необходимы дополнительные измерения средних квадратических значений величин в каждом из каналов коррелятора.

### 5.5.4. Выделение слабого гармонического сигнала на фоне помех, имеющих шумовой характер

Применение корреляционного анализа позволяет выделить слабый периодический сигнал при наличии значительно его превышающих некогерентных помех.

Для этой цели определяется зависимость корреляционной функции суммарного сигнала, содержащего полезный гармонический сигнал и помеху, от времени задержки. При времени задержки, большем чем интервал корреляции для помехи (интервал корреляции определяется шириной полосы приема, как указывалось ранее), корреляционная функция помех стремится к нулю, тогда как для периодического сигнала при изменении задержки чередуются минимумы и максимумы. Так как время интегриро-

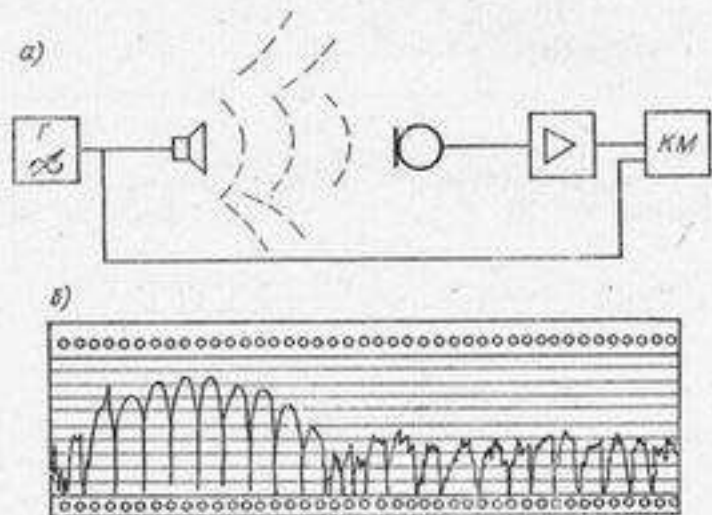


Рис. 5.19. Выделение полезного периодического сигнала на фоне шумовых помех: а — структурная схема установки; б — запись сигналов на выходе коррелометра. КМ — коррелометр

вания конечно, то такой метод выявления периодического сигнала обеспечивает успех при отношении сигнал/помеха больше 26 дБ (1/20). При этом можно проводить анализ сигналов неизвестной и меняющейся в известных пределах частоты.

Выделение более слабых сигналов при отношении сигнал/помеха — 40 дБ (1/100) можно осуществить, если на второй канал коррелометра подается сигнал, когерентный с принимаемым полезным сигналом (рис. 5.19). В этом канале помеха практически отсутствует и эффект шумоподавления оказывается выше.

#### 5.5.5. Определение значимости шума отдельных источников в общем звуковом поле

Нередко бывает, что звуковое поле в помещении обусловлено одновременной работой нескольких агрегатов, каждый из которых может внести некоторую долю в общий шум. Для определения значимости шума отдельных источников наиболее простой путь

состоит в поочередном выключении каждого из вероятных источников и соответствующих измерениях суммарного поля в заданной точке. Однако есть ряд агрегатов, работающих совместно, раздельное включение и выключение которых недопустимо. Применение корреляционного анализа в этом случае позволяет получить необходимые соотношения не выключая источников шума.

Рассмотрим пример определения значимости шума, создаваемого источником-механизмом 2 в измеряемой микрофоном 1 помещении, в котором работают также другие источники-меха-

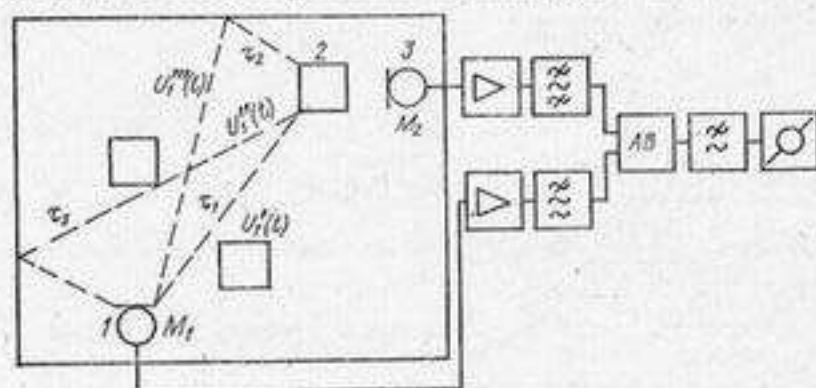


Рис. 5.20. Схема измерений при определении значимости шума, создаваемого источником, в общем звуковом поле. 1 — микрофон в исследуемой точке; 2 — исследуемый источник шума; 3 — микрофон аблиз от источника.

низмы (рис. 5.20). Один микрофон установлен вблизи от исследуемого источника, другой в заданной точке.

Обозначим значение сигнала принимаемого микрофоном  $M$  через  $U_1(t)$ , а микрофоном  $M$  — через  $U_2(t)$ .

Значение нормированной взаимной корреляционной функции между этими сигналами равно

$$r_{U_1, U_2}(x) = \frac{U_1(t) U_2(t)}{\sqrt{U_1^2(t) U_2^2(t)}}$$

Значение  $U_1(t)$  складывается из суммы сигналов от всех источников, работающих в помещении, а также сигналов, отраженных от поверхностей помещения. Интересующие нас сигналы источника 2 могут попасть в точку приема 1 несколькими путями. Прием для простоты, что таких путей три (показанные штрихами на рис. 5.20). Эти сигналы  $U_1'(t)$ ,  $U_1''(t)$  и  $U_1'''(t)$ , исходящие из одного источника, будут когерентны между собой. Сигналы от других источников (прямые и отраженные) представим в виде суммарного значения  $U_{\Sigma}(t)$ . Очевидно, что эти сигналы не будут когерентны сигналам исследуемого источника.

Тогда

$$U_1(t) = U_1'(t) + U_1''(t) + U_1'''(t) + U_m(t).$$

Значение

$$r_{U_1, U_2}(\tau) = \frac{\overline{U_1'(t)U_2(t)} + \overline{U_1''(t)U_2(t)} + \overline{U_1'''(t)U_2(t)} + \overline{U_m(t)U_2(t)}}{\sqrt{\overline{U_1'^2(t)}\overline{U_2^2(t)}}}.$$

Последний член числителя при достаточном времени усреднения равен нулю, так как сигналы  $U_m(t)$  и  $U_2(t)$  некогерентны.

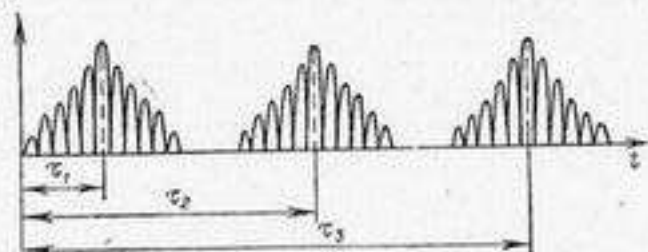


Рис. 5.21. Зависимость взаимной корреляционной функции от времени задержки.

$\tau_1, \tau_2, \tau_3$  — задержки времени, соответствующие путям, показанным на рис. 5.20.

Если исследовать значение  $r_{U_1, U_2}$  при изменении времени задержки (рис. 5.21), то наблюдается ряд максимумов, соответствующих времени пробега звука по тому или иному пути.

Каждый член числителя умножаем и делим на  $\sqrt{\overline{U_1'^2(\tau_n)}}$ . При этом значение  $r_{U_1, U_2}(\tau)$  можно представить в виде

$$r_{U_1, U_2}(\tau) = \frac{r(\tau_1)\sqrt{\overline{U_1'^2(\tau_1)}} + r(\tau_2)\sqrt{\overline{U_1'^2(\tau_2)}} + r(\tau_3)\sqrt{\overline{U_1'^2(\tau_3)}}}{\sqrt{\overline{U_1'^2(t)}}}.$$

Заметим, что значения  $r(\tau_i)$  в максимуме равны единице (по определению нормированной взаимной корреляционной функции).

Производя в формуле суммирование по максимальным значениям, при которых  $r(\tau_1), r(\tau_2)$  и  $r(\tau_3)$  равны единице, получаем

$$\sum r_{U_1, U_2}(\tau_n) = \frac{\sum \sqrt{\overline{U_1'^2(\tau_n)}}}{\sqrt{\overline{U_1'^2(t)}}}.$$

Таким образом, выполнив суммирование максимумов зависимости нормированной корреляционной функции от времени задержки, получаем искомую долю шума источника 2 в общем звуковом поле в точке 1.

Основным условием успешного выполнения описанной процедуры является такое размещение микрофона 3 около источника, при котором он принимает практически только шум этого источника. Если это условие не выполняется, то необходимо осуществлять более сложную процедуру, измеряя также и взаимную корреляцию между источниками, вносящими вклад в поле в точке 1.

Микрофон должен размещаться близко к источнику, но вне ближней зоны его излучения, что вызывает практические затруднения в помещениях не слишком большого размера.

### 5.5.6. Измерение акустических характеристик образцов материалов корреляционным методом

Измерение коэффициента поглощения производится в реверберационной камере с помощью установки, предназначенной для измерения акустического отношения, описанной ранее (см. рис. 5.18).

Акустическое отношение связано с размерами помещения и средним коэффициентом поглощения его поверхностей  $\alpha$  выражением

$$R_a = \frac{16\pi r^2(1-\alpha)}{\alpha S}, \quad (5.18)$$

где  $S$  — площадь поверхностей помещения;  $r$  — расстояние между излучателем и приемником.

Производятся измерения акустического отношения в отсутствие образца  $R_1$  и при его наличии  $R_2$ .

В первом случае справедливо соотношение

$$\alpha_1 = \frac{16\pi r^2}{R_1 S + 16\pi r^2}, \quad (5.19)$$

где  $\alpha_1$  — средний коэффициент поглощения камеры без образца.

Во втором случае

$$\alpha_2 S_1 + \alpha_1(S - S_1) = \frac{16\pi r^2}{R_2 S + 16\pi r^2}, \quad (5.20)$$

где  $\alpha_2$  — искомый коэффициент поглощения материала образца;  $S_1$  — площадь образца.

Решая совместно (5.19) и (5.20), находим  $\alpha$ :

$$\alpha_2 = \frac{1}{S_1} \left[ \frac{16\pi r^2}{R_2 S + 16\pi r^2} - \frac{16\pi r^2 S \left(1 - \frac{S_1}{S}\right)}{R_1 S + 16\pi r^2} \right].$$

Выражая значения акустического отношения через максимальные нормированные функции корреляции  $r_1(t_1)$  и  $r_2(t_1)$ , получаем

$$\alpha_2 = \left\{ \frac{n r_2^2(t_1)}{S_1 [1 + r_2^2(t_1)(n-1)]} - \frac{n r_1^2(t_1)(S - S_1)}{S_1 [1 + r_1^2(t_1)(n-1)]} \right\},$$

где  $n = 16\pi r^2/S$ .

Применение корреляционного анализа для определения поглощения образцов особенно удобно для камер с плохой звукоизоляцией, с высоким уровнем посторонних шумов.

Для измерения звукоизоляции образцов под определенным углом падения звука используют схему измерений, показанную на рис. 5.22.

Правильно выбрав условия корреляционного анализа и размеры образцов, можно производить измерения в незаглушенных помещениях.

Звукоизоляцию образцов в виде плоских панелей определяют по разности значений максимума функции корреляции, выражен-

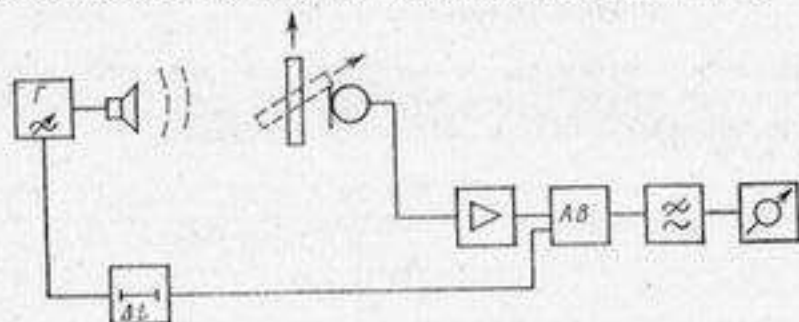


Рис. 5.22. Структурная схема измерения звукоизоляции панелей корреляционным методом.

ной в децибелах, соответствующего прямому сигналу при отсутствии и наличии исследуемой панели.

Определяется взаимная корреляционная функция между сигналами, принимаемыми двумя микрофонами по пути распространения звука. Один из каналов может быть подключен непосредственно к генератору шумового сигнала. Зависимость корреляционной функции от изменения времени задержки показывает наличие нескольких максимумов, соответствующих прямому (измеряемому), дифрагированному и отраженному от поверхностей сигналам. При измерении с панелью первый максимум наступает несколько позже из-за разницы в скоростях распространения звука в среде и материале образца.

Влияние дифрагированного звука, попадающего на приемник при огибании испытуемой панели, исключается, если разность длины путей звука, проходящего непосредственно через панель и огибающего ее, заметно больше длины волны звука на нижней граничной частоте полосы пропускания.

Коэффициент отражения образцов измеряется по схеме, показанной на рис. 5.23. Приемник при этом размещается перед исследуемой панелью, а отражение характеризует второй максимум функции взаимной корреляции при изменении времени задержки. Коэффициент отражения определяется разностью между указанными корреляционными функциями для сигнала, отражен-

ного от эталонной панели и образца, выраженными в децибелах. Расположение приемника должно быть таким, чтобы расстояние до излучателя и образца превышало длину когерентного пакета, обусловленного формой спектра и шириной полосы сигнала.

Отметим, что величины звукоизоляции и коэффициента отражения, получаемые в описанных методах, представляют энергетические величины (квадраты звукоизоляции или коэффициента отражения по амплитуде), так как корреляционная функция характеризует энергетические соотношения.

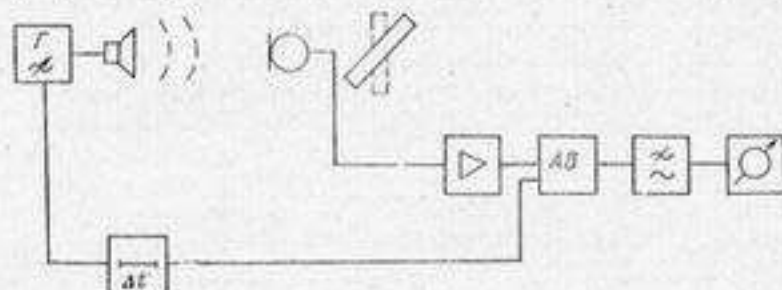


Рис. 5.23. Структурная схема измерения коэффициента отражения образцов в виде пластины корреляционным методом.

### 5.5.7. Определение скорости звука и вида звуковых колебаний в конструкциях

Если определить взаимную корреляционную функцию между двумя точками пространства, в котором распространяется звуковой шумовой сигнал при изменении времени задержки, то максимум корреляционной функции будет наблюдаться при времени задержки  $\tau$ , равном

$$\tau = \frac{d}{c},$$

где  $d$  — расстояние между точками измерений;  $c$  — скорость распространения звука.

Зная  $\tau$  и  $d$  легко определить скорость распространения звука в среде.

В конструкциях при распространении звука нередко возбуждается несколько типов волн, например, продольные, изгибные, поверхностные и др. Очевидно, что указанная зависимость взаимной корреляционной функции между двумя точками от времени задержки будет содержать несколько максимумов (если правильно выбраны условия измерений), позволяющих определить скорости распространения различного типа колебаний.

Пример определения скорости продольных и поперечных волн, распространяющихся в полосе материала, показан на рис. 5.24.

Изгибные волны обладают дисперсией, т. е. зависимостью ско-

рости распространения от частоты. Как следствие этого когерентность шумового процесса нарушается с увеличением расстояния между точками вдоль направления распространения волны. Поэтому недопустимо выбирать большие расстояния при работе в широкой полосе частот. Так, при октавной полосе анализа расстояния между двумя точками не должны превышать  $9\lambda_{ш}$ , а при 1/3-октавном анализе —  $74\lambda_{ш}$ , где  $\lambda_{ш}$  — длина изгибной волны на соответствующей средней частоте.

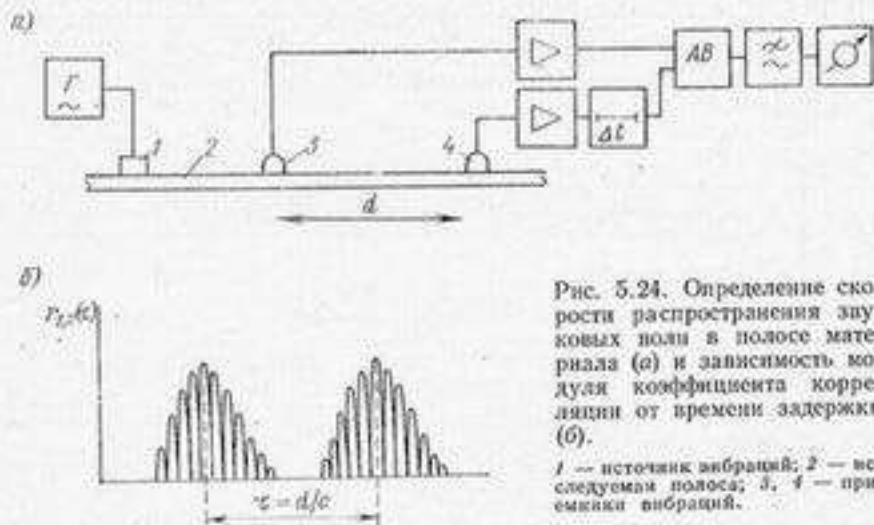


Рис. 5.24. Определение скорости распространения звуковых волн в полосе материала (а) и зависимость модуля коэффициента корреляции от времени задержки (б).  
1 — источник вибраций; 2 — исследуемая полоса; 3, 4 — приемники вибраций.

Представляет большие возможности корреляционный анализ при исследовании излучения в конструкциях, излучения конструкциями в воздух или воду, т. е. выявление корреляционных связей между вибрациями и воздушным или подводным шумом.

### § 5.6. СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

При большом числе экспериментальных данных имеется возможность их вероятностной оценки. Иногда только такая оценка и допустима, если явления зависят от большого числа факторов, предусмотреть, измерить или рассчитать которые невозможно. Статистическая оценка при правильном ее использовании дает устойчивые, надежные результаты. Так, например, при измерении акустического поля одной электрической машины в помещении единственное измерение не может дать необходимой информации даже о свойствах данной машины, так как в различных точках результаты измерений будут различны. Анализ большого числа измерений, выполненных в различных точках для нескольких одинаковых машин, показывает, какие данные являются общими для всех машин, какая из машин дает отличные от других результаты и т. д.

При разнообразных источниках шума или вибраций, образующих исследуемое акустическое поле, характер распределения амплитуд акустических процессов во времени или по конструкции может иметь любой вид. Оценка получаемого результата зависит от характера распределения вероятности появления измеряемых величин. Вероятностью события называют характеризующее его число, около которого колеблется частота появления события при сохранении неизменными условий опыта.

Соотношение, устанавливающее связь между значениями случайной величины и вероятностью этих значений, называется законом распределения случайной величины.

Функция распределения случайной величины  $F(x)$  характеризует вероятность того, что случайная величина  $X$  принимает значение, меньшее  $x$ , т. е. находится в пределах  $-\infty < X < x$ . Эта функция для дискретных величин является ступенчатой, а для непрерывных — монотонной, неубывающей. Графически закон распределения выражают следующим образом: по горизонтали откладывают значения случайной величины  $X$ , а по вертикали — вероятности появления этой величины. Для дискретных величин эта вероятность равна отношению частного от деления количества измерений, составляющих группу с заданным значением  $\Delta X$ , к общему числу измерений. Сумма значений всех ординат равна единице (рис. 5.25). При непрерывном распределении случайных величин их значения подразделяются на интервалы.

Производная функции распределения называется плотностью вероятности случайной величины  $\varphi(x)$ . В точке  $X$  она равна пределу отношения вероятности попадания величины  $X$  в интервал от  $x$  до  $x + \Delta x$  к  $\Delta x$ :

$$\varphi(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{P(x < X < x + \Delta x)}{\Delta x} \quad (5.21)$$

Случайные величины характеризуются законом распределения, математическим ожиданием и дисперсией.

Математическое ожидание  $\bar{x}$  — сумма произведений вероятностей  $P_i$  на соответствующие величины

$$\bar{x} = \sum_{i=1}^N P_i x_i$$

где  $N$  — количество интервалов или дискретных значений.

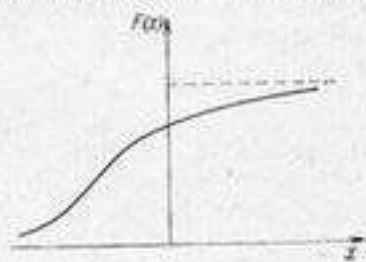


Рис. 5.25. Пример построения функции распределения случайных величин  $F(x)$ .

Практически это среднее арифметическое значение:

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}, \quad (5.22)$$

где  $n$  — количество значений.

Дисперсия находится из выражения

$$D = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2. \quad (5.23)$$

Дисперсия представляет собой количественную оценку степени случайности случайной величины. Наряду с дисперсией используют среднее квадратическое отклонение

$$\sigma^2 = 0.$$

Часто используется значение коэффициента вариации, выражаемого отношением  $\sigma/\bar{x}$ . Иногда используют моменты более высоких порядков — коэффициент асимметрии

$$\gamma_1 = \frac{\mu_3}{\mu_2^{3/2}} = \frac{\mu}{\sigma^3} = \frac{\bar{x}^3 - 3\bar{x}^2\bar{x} + 2(\bar{x})^3}{[\bar{x}^2 - (\bar{x})^2]^{3/2}}$$

и коэффициент эксцесса:

$$\gamma_2 = \frac{\mu_4}{\sigma^4} - 3 = \frac{\bar{x}^4 - 4\bar{x}^3\bar{x} + 6\bar{x}^2(\bar{x})^2 - 3(\bar{x})^4}{[\bar{x}^2 - (\bar{x})^2]^2} - 3.$$

### 5.6.1. Гауссово распределение

Это распределение в литературе прежних лет часто называли нормальным.

Плотность вероятности  $\varphi(x)$ -гауссова распределения задается выражением

$$\varphi(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}}. \quad (5.24)$$

Дисперсия случайной величины при этом равна разности между математическим ожиданием квадрата случайной величины  $\bar{x}^2$  и квадратом ее математического ожидания

$$D = \sigma^2 = \bar{x}^2 - (\bar{x})^2.$$

Кривая  $\varphi(x)$  достигает максимума при  $x = \bar{x}$ , причем ее максимальное значение равно  $\varphi(x)_{\max} = 1/\sqrt{2\pi}\sigma$ . Площадь, ограниченная кривой  $\varphi(x)$ , равна единице, так как интеграл от выражения (5.24) в пределах от  $-\infty$  до  $+\infty$  равен единице.

На рис. 5.26, а представлены графики для плотности вероятности в зависимости от  $x$  при различных  $\sigma$  для  $\bar{x} = 0$ . Для гауссова закона распределения  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  равны нулю.

Гауссов закон распределения частот встречается при исследовании акустических процессов, зависящих от большого числа различных факторов, каждый из которых влияет сравнительно мало и в произвольную сторону.

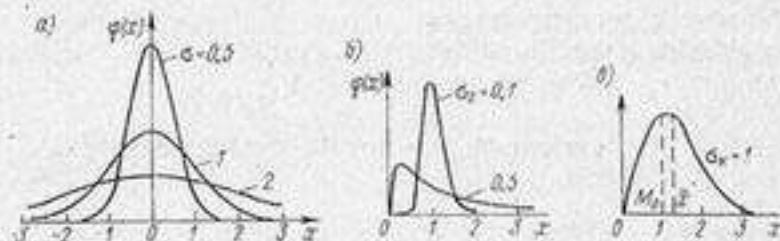


Рис. 5.26. Плотность вероятности случайных величин, подчиняющихся гауссову закону распределения (а), логарифмическому гауссову распределению (б) и распределению Рэлея (в).

### 5.6.2. Логарифмически гауссово (нормальное) распределение

Это такое распределение, в котором логарифм случайной положительной величины  $x$ , распределен по гауссовому закону, т. е.  $z = \lg x$ . Плотность вероятности его имеет вид

$$\varphi(x) = \frac{1}{2.30x \sqrt{2\pi}} e^{-\left(\frac{\lg x - \lg x_0}{\sigma_z}\right)^2}.$$

Математическое ожидание случайной величины  $\bar{x}$  равно

$$\bar{x} = x_0 e^{2.65\sigma_z^2}.$$

Дисперсия

$$D = \bar{x}^2 \left[ \left(\frac{\sigma_z}{x_0}\right)^2 - 1 \right].$$

При малых  $\sigma_z$  логарифмически гауссово распределение близко к нормальному, как можно видеть из рис. 5.26, б.

### 5.6.3. Распределение Рэлея

Это распределение также охватывает только процессы с положительными значениями случайной величины.

Плотность вероятности распределения Рэлея равна (рис. 5.26, в):

$$\varphi(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}.$$

Математическое ожидание

$$\bar{x} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_x = 1,25\sigma_x.$$

Дисперсия

$$D = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma_x^2 = 0,43\sigma_x^2.$$

Огибающая детектированного гауссова процесса подчиняется распределению Рэлея, поэтому с этим распределением также приходится часто встречаться на практике.

#### 5.6.4. Представление результатов статистического анализа

Результаты статистического анализа наиболее наглядно представляются в графической форме в виде гистограмм, полигонов и кривых накопленных вероятностей, показанных на рис. 5.27.

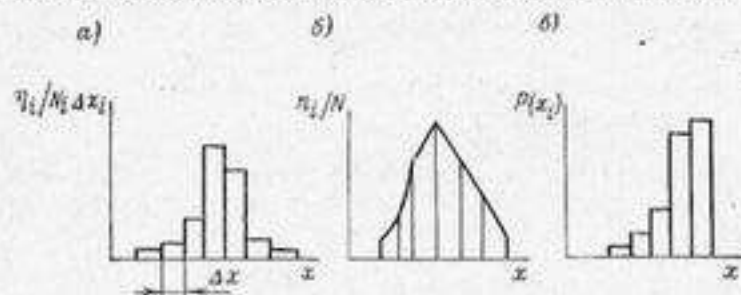


Рис. 5.27. Представление результатов статистических измерений в виде гистограмм (а), полигонов (б) и кривой накопленной вероятности (в).

На гистограмме по горизонтали откладываются значения измеряемой величины  $x$ , разбитые на равные интервалы  $\Delta x$  (рис. 5.27, а). По вертикали над каждым интервалом  $\Delta x_i$  откладываются значения

$$\frac{n_i}{N \Delta x_i},$$

где  $n_i$  — число значений, попадающих в интервал  $\Delta x_i$ ;  $N$  — общее число анализируемых значений.

Для построения полигона значения измеряемой величины также группируются по интервалам  $\Delta x$ , но откладываются в виде ординат  $n_i/N$  в середине рассматриваемого интервала, причем вершины ординат соединяют отрезками (рис. 5.27, б). Гистограмма и полигон характеризуют плотность вероятности (при уменьшении интервала  $\Delta x$  кривые эти все более точно будут совпадать с плотностью вероятности).

Кривую накопления вероятностей строят путем «наращивания» последующих значений  $n_i/N \Delta x_i$  на предыдущие, иначе говоря, над каждым интервалом  $\Delta x_i$  откладывают сумму значений  $n_i/N$ , пропорциональную накопленной частоте появления значений:  $P(x_i) = \sum_{l=1}^N (n_l/N)$ . Получившаяся ступенчатая кривая (рис. 5.27, в) характеризует интегральную функцию распределения.

#### 5.6.5. Аппаратурные методы проведения статистического анализа акустических процессов

Одной из особенностей акустических процессов является высокая частота звуковых колебаний. Поэтому, как правило, для получения описанных характеристик необходимо использовать аппа-

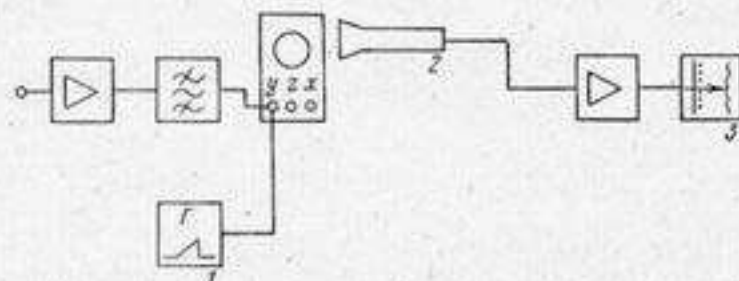


Рис. 5.28. Структурная схема установки для определения закона распределения измеряемых величин.  
1 — генератор медленно изменяющегося пилообразного напряжения;  
2 — фотоумножитель; 3 — самописец уровней.

ратуру, автоматически выполняющую многочисленные операции усреднения. В связи с тем, что промышленность выпускает мало приборов для статистического анализа, рассмотрим простую установку, для определения закона распределения флуктуирующих величин, которая может быть скомпонована из обычных лабораторных приборов, показанную на рис. 5.28.

Получение из осциллограммы звукового процесса статистического закона распределения амплитуд основано на разделении шкалы амплитуд на малые отрезки  $\Delta x$  (рис. 5.29). Элементарная вероятность появления значения амплитуды между  $x$  и  $x + \Delta x$  находится из общего времени  $\Delta t_i$ , в течение которого наблюдается данная амплитуда

$$\sum \Delta t_i = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4.$$

Вероятность появления данной амплитуды равна

$$P(x, x + \Delta x) = \frac{\sum \Delta t_i}{T},$$

где  $T$  — общее время регистрации (время, связанное с размерами экрана и скоростью развертки).

## Плотность вероятности

$$\varphi(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{P(x, x + \Delta x)}{\Delta x}$$

Изменяя  $x$  в достаточно больших пределах (чтобы все сигналы были охвачены), получаем кривую плотности вероятности распределения амплитуд.

На схеме, приведенной на рис. 5.28, выявление суммы  $\Delta t_i$  производится с помощью узкой щели, устанавливаемой перед экраном осциллографа. Перемещение изображения на экране осциллографа производится автоматически, так как на вертикальные



Рис. 5.29. Оценка вероятности по временной характеристике исследуемого сигнала (а) и кривые плотности вероятности для различных акустических процессов (б).  
1 — шум в пеще; 2 — речь в аудитории; 3 — воющий тон; 4 — случайный звуковой процесс.

пластины осциллографа подается дополнительное пилообразное напряжение, перемещающее всю картину процесса по вертикали. Измерение суммы величин  $\Delta t_i$  осуществляется по величине яркости свечения щели, что и фиксируется фотоумножителем. В результате цикла движения картины процесса перед прорезью регистрируются кривые плотности вероятности распределения амплитуд сигналов, которые можно видеть на экране осциллографа и записать на самописец (рис. 5.29, б). Сигналы, подчиняющиеся гауссову распределению, имеют вид параболы, а синусоидальные сигналы — распределение в виде двугорбой кривой. Пользуясь прозрачными транспарантами, по получаемым параболам можно графически определить значение средних квадратических отклонений  $\sigma$ .

Увеличение размера изображения при сохранении ширины щели повышает точность измерения, уменьшение ширины щели тоже повышает точность, но одновременно уменьшает освещенность.

С помощью дополнительной приставки к распространенному акустическому регистрирующему прибору — логарифмическому самописцу уровней — может быть произведен статистический анализ амплитуд разнообразных сигналов, подаваемых на самописец. Схема подключения приставки к логарифмическому самописцу

уровней показана на рис. 5.30. Приставка включает тринадцать электромеханических счетчиков, входы которых соединены с контактами, установленными на специальной гребенке так, чтобы перо самописца при установлении баланса автоматически включало тот или иной счетчик.

При регистрации дискретных, например импульсных сигналов, последние непосредственно поступают на соответствующий счетчик. Если регистрируют длительные, например, непрерывные сигналы, то контакты гребенки включаются так, чтобы разрывать цепь импульсов, возбуждаемых дополнительным генератором через 0,1; 0,3; 1; 3 или 10 с. Каждый из счетчиков рассчитан на счет до 1 млн. единиц, обеспечивая минимальную непрерывную работу устройства в течение 24 ч.

Анализатор может работать в двух режимах. В первом режиме включают только тот из 12 счетчиков, контакт которого соответствует амплитуде сигнала. Тринадцатый канал служит для суммарного счета. Если даже перо самописца остановится посередине между двумя контактами, то сработает только один счетчик. В этом режиме устанавливается предельная цифра для суммарного счета, кратная 100, после чего прибор автоматически отключается. Списав показания счетчиков, можно строить гистограмму, где по горизонтальной оси отложены номера счетчиков (соответствующие при 50 децибельном потенциометре значениям величин через 4,17 дБ), а по вертикальной оси — показания счетчиков (рис. 5.31, а).

Второй режим работы — суммарный; в нем срабатывают счетчики, начиная от малых значений и до того, чей контакт перекрыт пером самописца. При этом получают диаграмму, обратную интегральной кривой распределения (рис. 5.31, б). Данные этой диаграммы свидетельствуют, что, например, вероятность превышения всеми сигналами 0 дБ (канал № 1) практически равна 100%; превышения 18 дБ (канал № 3) уже только 20%, а для превышения более 30 дБ (канал № 7) близка к нулю. Цена деления ступени зависит от используемого сменного потенциометра самописца. Для наиболее часто используемого потенциометра на 50 дБ цена деления составляет 4,17 дБ.

По гистограмме можно оценить среднее значение величины сигнала и среднее квадратическое отклонение. Среднее значение

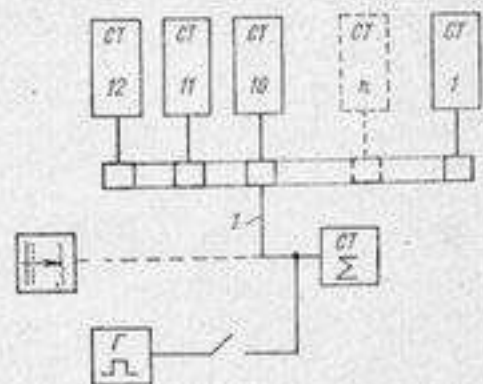


Рис. 5.30. Структурная схема статистического анализатора уровней — приставки к самописцу уровней.  
I — контакт, механически связанный с пером самописца.

(математическое ожидание) соответствует положению центра тяжести плоской фигуры, охватывающей сглаженную форму гистограммы, а среднее квадратическое отклонение — корню квадратному из радиуса момента инерции этой фигуры относительно центра тяжести.

К недостаткам описанного вида амплитудного анализатора относится большая цена деления ступени и невозможность непосредственного нанесения гистограммы на график.

Дальнейшее развитие методов статистического анализа основано на использовании современной электронной вычислительной

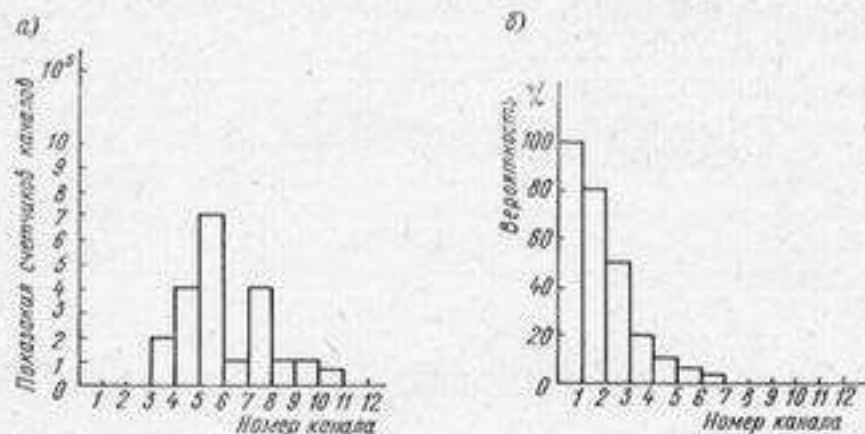


Рис. 5.31. Пример диаграмм по данным статистического анализатора уровней: а — плотность вероятности; б — обратная кривая распределения.

техники. Электронные цифровые вычислительные машины (ЭЦВМ) позволяют выполнять всесторонний статистический анализ, определять законы распределения, математическое ожидание, дисперсию, асимметрию, эксцесс и другие моменты, необходимые для анализа. Однако при этом сигналы должны быть предварительно обработаны и отлажена соответствующая программа, поэтому использование универсальных ЭЦВМ менее удобно, чем создание специализированных устройств, предназначенных только для статистического анализа. Некоторые такие приборы уже выпускаются промышленностью. Типовым специализированным прибором, основанным на цифровой технике для статистического анализа акустических процессов, может служить анализатор уровней шума.

Это — малогабаритный, батарейный аналого-цифровой прибор, обеспечивающий измерение мгновенных уровней звука, определение плотности вероятности и накопленной вероятности, а также ряда эквивалентных уровней в соответствии с международными рекомендациями

Упрощенная структурная схема прибора представлена на рис. 5.32. Аналоговая часть прибора содержит усилительные, фильтрующие и детектирующие устройства для сопряжения входа

прибора с приемниками звука. Прибор рассчитан на звуковые сигналы от 26 до 140 дБ в звуковом диапазоне частот (до 20 кГц) при динамическом диапазоне в 64 дБ. Усиленное и выпрямленное логарифмическим детектором аналоговое напряжение поступает на аналого-цифровой преобразователь. Квантование амплитуды производится по 256 уровням, что существенно превышает возможности ранее описанного анализатора. Обработка данных и вычисление всех определяемых величин происходит в непрерывном циклическом режиме. Переключения органов управления и ин-

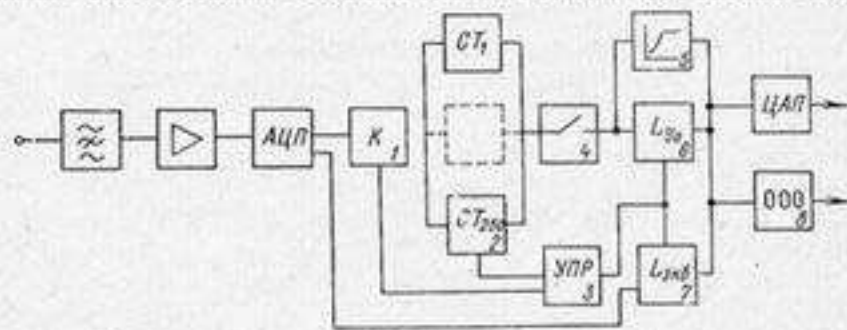


Рис. 5.32. Структурная схема анализатора уровней шума.

1 — селектор уровней; 2 — счетчики каналов; 3 — управление памятью; 4 — коммутатор каналов; 5 — оценка распределения; 6 — определение процента заданных уровней; 7 — определение эквивалентного уровня; 8 — цифровой индикатор.

дикации результатов измерения и анализа не мешают процессу выборки и обработки данных и не воздействуют на память прибора. Квантованные сигналы нормируются в соответствии с положениями аттенуаторов и распределяются по 256 счетчикам, входящим в общий сдвиговый регистр объемом 4096 бит (двоичных регистров). Длительность интервала выборки может выбираться от 0,1 до 10 с. Полное время измерений может достигать 180 ч. Максимальное число измеряемых значений равно 65536 ( $2^{16}$ ). Процесс выборки может быть остановлен при достижении дискретного числа значений кратного  $10^3$ .

На цифровой выход поступают значения функции накопленной вероятности с разрешением по уровню 0,25 дБ (с разрешением в 2 дБ эти значения можно наблюдать на цифровом индикаторе путем подключения одного из 32 каналов). Вычисляется эквивалентный уровень непрерывного звука  $L_{экв}$ , отнесенный к выборкам с периодом 0,8 с. Для этой цели определяется антилогарифм сигнала, возводятся полученные данные в квадрат, суммируются, делятся на общее время измерения, снова логарифмируются, корректируются в соответствии с положением аттенуатора и выдаются на индикатор с разрешением 0,1 дБ.

Вычисляются также значения уровней, превышение которых происходит в течение заданной доли общего времени, например,  $L_{10}$ ,  $L_{50}$ ,  $L_{90}$  — уровни, превышение которых происходит в 10,

50 и 90 % общего времени, а также задаваемого произвольно  $N$  значения (с шагом в 1 %).

Аналоговые и цифровые выходы прибора позволяют регистрировать гистограммы и накопленные вероятности на самописцах уровней или устройствах для цифрпечати.

## Глава 6. ИЗМЕРЕНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МАТЕРИАЛОВ

Знание акустических свойств различных сред и материалов бывает необходимо в самых различных областях народного хозяйства — машиностроении, судостроении, геологии и особенно в строительстве. Жидкие и газообразные среды исследуются в стандартных измерительных объемах, главным образом в трубах (пробирках). Что касается твердых сред, то исследования производятся с образцами, форма и размеры которых должны выбираться с учетом особенностей возбуждения и распространения в них звуковых колебаний.

Акустическими характеристиками сред и материалов являются: скорость звука  $c$ , модули упругости  $C_{ij}$ , модуль Юнга  $E_{ю}$ , модуль сдвига  $G$ , коэффициент Пуассона  $\sigma$ , упругие податливости  $S_{ij}$ , коэффициент поглощения  $\alpha$ , коэффициент звукопрозрачности  $\tau$  (звукоизоляция), акустическое сопротивление  $Z_a$ , постоянные электромеханического преобразования — пьезомодули  $d_{ij}$ , магнитострикционная постоянная  $a$  и некоторые другие характеристики, как правило, производные от перечисленных.

Скорость звука сама по себе является важной акустической характеристикой вещества, а кроме того, определяет его упругие модули, поэтому наибольшее внимание посвящено разработке точных измерений скорости звука.

### § 6.1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЗВУКА В ГАЗАХ, ЖИДКОСТЯХ И ТВЕРДЫХ ТЕЛАХ

Наиболее распространены следующие методы измерения скорости распространения звука в любых средах:

— интерферометрические, основанные на взаимодействии звуковых волн в исследуемой среде (измеряется длина звуковой волны при известной частоте колебаний);

— оптические, основанные на взаимодействии световой и звуковой волн в веществе (также определяется длина волны при известной частоте колебаний);

— импульсные, основанные на измерении промежутка времени, в течение которого звуковая волна проходит известное расстояние.

#### 6.1.1. Интерферометрические методы определения скорости звука

Основой этих методов служит явление образования в испытуемом веществе стоячих волн в результате наложения двух плоских волн, движущихся в противоположных направлениях. Пространственное распределение звукового давления или колебательной скорости периодически повторяется через половину длины волны звука в веществе. Определив частоту колебаний  $f$  и расстояние между соответствующими точками стоячей волны, скорость звука  $c$  находят из формулы

$$c = 2lf.$$

Для повышения точности можно использовать несколько периодов стоячих волн, тогда

$$c = 2f \frac{l_m - l_n}{m - n},$$



Рис. 6.1. Определение звукового поля в камере отражающего интерферометра. 1 — излучатель; 2 — корпус; 3 — подвижный отражатель.

где  $l_m$  и  $l_n$  — расстояния между двумя периодами, обозначенными  $m$  и  $n$ , причем  $m - n$  указывает число периодов внутри измеренного промежутка.

Существует большое количество типов интерферометров, отличающихся по режиму работы (работающие на непрерывных колебаниях и на импульсах), характеру излучения и приема (с одним и двумя электроакустическими преобразователями), характеру звукового поля (с неизменным и с изменяющимся звуковым полем) и т. д. Однако физическая сущность метода сохраняется — измеряются явления, связанные с интерференцией двух плоских волн. Рассмотрим физико-математическую основу метода.

Картина, устанавливающаяся в цилиндре на расстоянии  $l$  от излучателя (рис. 6.1) в случае наличия двух плоских волн, движущихся в среде с затуханием в противоположных направлениях, описывается выражением

$$p_c = e^{i\omega t} [A_i e^{(\alpha + ik)y} + A_r e^{-(\alpha + ik)y}], \quad (6.1)$$

где  $y = L - l$  — расстояние от отражателя (точка  $p_i$ );  $A_i$  — амплитуда падающей волны в точке  $L$ ;  $A_r$  — амплитуда отраженной волны в точке  $L$ .

Если отражатель идеальный, то  $A_i = A_r$ , в других случаях  $A_r = \beta A_i$ , где  $\beta$  — комплексный коэффициент отражения. Для интерферометров с газовой средой и цилиндрических образцов

твердой среды отражательная способность металлического отражателя с хорошо обработанной плоской поверхностью приближается к идеальной. При жидкой среде добиться полного отражения довольно трудно.

Выражение (6.1) можно представить в виде

$$p_r = A(y) e^{i(\omega t - \varphi)},$$

где

$$A(y) = (A_i^2 e^{-2\alpha y} + A_r^2 e^{2\alpha y} + 2A_i A_r \cos 2ky)^{1/2}; \quad (6.2)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{A_i e^{-\alpha y} - A_r e^{\alpha y}}{A_i e^{-\alpha y} + A_r e^{\alpha y}} \operatorname{tg} ky. \quad (6.3)$$

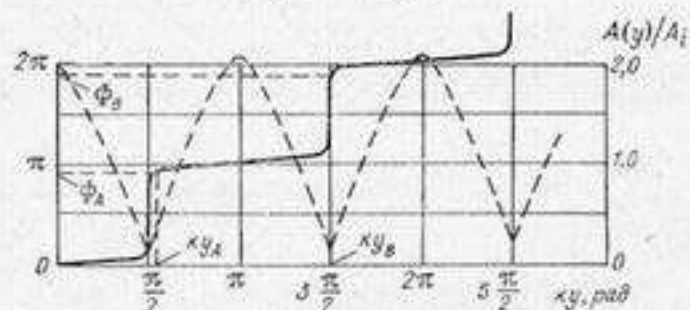


Рис. 6.2. Зависимость амплитуды и фазы при интерференции от волнового расстояния.

Если  $A_i = A_r$ , то

$$A(y) = A_r (e^{-2\alpha y} + e^{2\alpha y} + 2 \cos 2ky)^{1/2} = A_r \left( \frac{\operatorname{ch} \alpha y + \cos 2ky}{2} \right)^{1/2}; \quad (6.4)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{th} \alpha y \operatorname{tg} ky; \quad \varphi = \operatorname{arctg} (\operatorname{th} \alpha y \operatorname{tg} ky). \quad (6.5)$$

Если при этом  $\alpha = 0$ , то

$$A(y) = A_r \left[ \frac{(1 + \cos 2ky)}{2} \right]^{1/2} = A_r \cos ky; \quad \varphi = 0. \quad (6.6)$$

Таким образом, при  $\alpha = 0$  амплитуда звукового поля изменяется по синусоидальному закону. При наличии поглощения периодичность нарушается (хотя не очень существенно, так как обычно  $\alpha$  — величина малая).

Погрешность, вызываемая отклонением условий распространения от идеальных, называется ошибкой волновых комбинаций. Она оказывается наименьшей, если отсчет числа периодов делается по положениям экстремумов — максимумов и минимумов. Приведенная формула рассматривает только взаимодействие двух волн; в реальных условиях неизбежно присутствие и соответствующее влияние многократных отражений (каждое из которых имеет свою амплитуду и фазу), в сумме заметно искажающих картину.

Только используя правильно выбранный импульсный режим работы, можно получить полное соответствие приведенным формулам (и соответственно большую точность результатов).

На рис. 6.2 приведена типовая зависимость амплитуды и фазы в трубе от расстояния. Обращает на себя внимание ступенчатое изменение фазы, позволяющее хорошо фиксировать момент перехода. Структурная схема установки интерферометрического типа с неизменным звуковым полем и фазовым методом измерения показана на рис. 6.3. Излучатель и отражатель передвигаются совместно. Сигнал с микрофона после усиления поступает на верти-

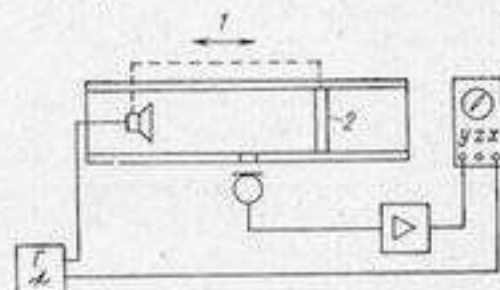


Рис. 6.3. Структурная схема интерферометрической установки с неизменным звуковым полем.

1 — привод системы излучатель-отражатель; 2 — отражатель.

кальные пластины осциллографа, а сигнал, возбуждающий излучатель — на горизонтальные. Если фигура Лиссажу представляет прямую линию, то это свидетельствует о равенстве фаз или сдвиге на  $180^\circ$  между ними. При передвижении излучателя вместе с отражателем измеряемая микрофоном фаза периодически изменяется. Разница между двумя переходами от прямой к эллипсу и снова к прямой составляет половину длины волны звука в исследуемой среде. Момент совпадения фаз по фигурам Лиссажу может быть проконтролирован с точностью порядка одного градуса (для этого амплитуду сигналов на экране увеличивают до максимально возможного значения, тогда переход от прямой к эллипсу заметен уже при расхождении сигналов по фазе на  $0,5-1^\circ$ ).

В современной метрологической практике используются цифровые интерферометры, причем расстояние, проходное отражателем, отсчитывается тоже с помощью интерференции, но уже световых волн, что позволяет существенно повысить точность результатов измерений. Один из таких интерферометров, разрабатываемых Каунасским политехническим институтом, показан на рис. 6.4.

Точность измерения скорости звука оценивается отношением  $\Delta c/c$ . Если, например,  $\Delta c = 0,3$  м/с, а  $c = 1500$  м/с, то

$$\frac{\Delta c}{c} = 2 \cdot 10^{-4}.$$

Это значение можно получить только на лучших образцах аппаратуры. При таких точностях надо стабилизировать температуру и статическое давление. Большие требования предъявляются к соосности и параллельности поверхностей отражателя

и излучателя, к стабильности частоты колебаний. Необходимо учитывать дифракционные и волноводные эффекты.

Для тех веществ, в которых отсутствует дисперсия скорости звука (т. е. скорость звука не изменяется) с частотой, нашли применение интерферометры с неизменной длиной пути, в которых интерференционные картины выявляются при изменении частоты. Из формулы (6.6) следует, что в аргументе выражения  $\cos 2ky = \cos(4\pi fy)/c$ , частота входит таким же членом, как и  $y$ ; поэтому изменяя частоту и фиксируя разность частот можно определить скорость звука по формуле

$$c = \frac{2f_n l}{n - a},$$

где  $n$  — число полуволи в камере интерферометра;  $f_n$  — частота заданного акустического резонанса;  $a$  — поправка на влияние излучателя и приемника;  $l$  — длина интерферометра.

Цифровые интерферометры постоянной дли-

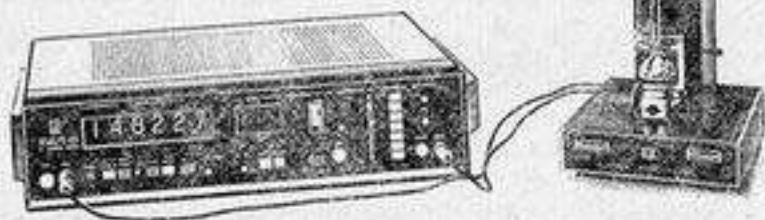


Рис. 6.4. Цифровой интерферометр.

ны обладают рядом достоинств — позволяют использовать весьма малый объем газа или жидкости, удобны для исследования быстро протекающих процессов в биологических жидкостях.

### 6.1.2. Импульсные методы измерения скорости звука

Существует большое число разновидностей импульсных методов измерения скорости звука. Из них следует выделить: методы прямого отсчета времени распространения звукового импульса на известное расстояние; методы суперпозиции импульсов, связанные с наложением друг на друга нескольких сигналов, из распространяющихся в измеряемом объеме; иммерсионные методы, основанные на определении критических углов в жидкостях; самовозбуждающиеся кольцевые схемы.

Типовая схема для измерения скорости звука импульсным методом прямого подсчета показана на рис. 6.5. Генератор видеопульсов частоты повторения 1 (часто для повышения стабильности состоящий из опорного генератора высокой частоты, дели-

теля частоты и ограничителя) возбуждает генератор импульсов высокой частоты 2 (тоже, как правило, состоящий из нескольких блоков, например генератора высокой частоты и импульсного модулятора), обеспечивающий необходимую частоту заполнения, форму и длительность импульсов, которые возбуждают электроакустический преобразователь (излучатель—приемник) 3. Звуковой сигнал, излучаемый преобразователем, распространяется в образце и может быть принят тем же преобразователем после отражения от противоположной грани образца или дополнительным приемником звука 7. Выбор определяется положением пере-

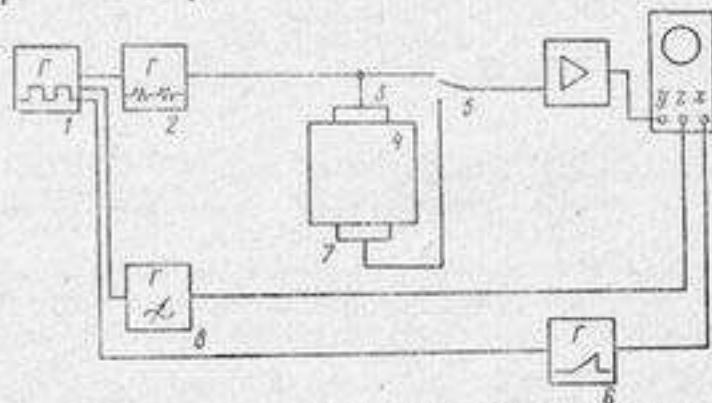


Рис. 6.5. Структурная схема измерения скорости звука импульсным методом прямого подсчета.

1 — генератор видеопульсов частоты повторения; 2 — генератор импульсов высокой частоты; 3 — излучатель-приемник ультразвука; 4 — образец; 5 — переключатель; 6 — генератор развертки; 7 — приемник звука; 8 — генератор калибровочных меток.

ключателя 5. После усилителя сигнал поступает на осциллограф. На горизонтальные пластины осциллографа подается пилообразное напряжение развертки, а на управляющий электрод — калибровочные метки для более точного отсчета промежутка времени.

Для облегчения визуального отсчета часто применяется электронная лупа времени — растягивание на экране осциллографа небольшого временного участка. Основная трудность в методе прямого отсчета — отсутствие опорных точек начала импульса в связи с тем, что происходит неизбежный процесс установления импульсного сигнала (на преобразователе-излучателе, в среде, на преобразователе-приемнике, или усилении).

Измерение скорости методом суперпозиции, т. е. наложением последовательных отраженных сигналов один на другой без установления объемных стоячих волн в образце.

На рис. 6.6 показана структурная схема установки, использующей принцип суперпозиции. Работа ее заключается в следующем: генератор видеопульсов синхронизованно с частотой сети подает на модулятор кратковременный прямоугольный им-

пульс и одновременно запускает второй генератор видеопульсов (по существу играющий роль линии задержки), который с заданным временем запаздывания подает второй кратковременный прямоугольный импульс на модулятор. В результате на преобразова-

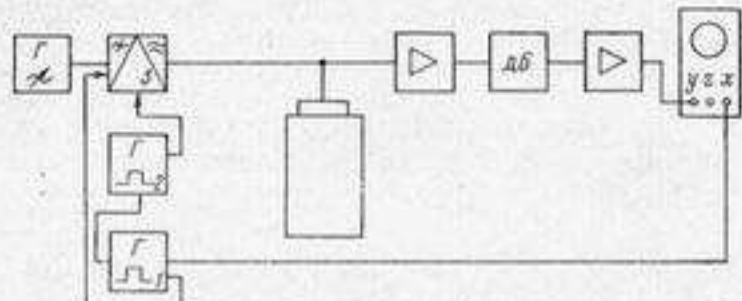


Рис. 6.6. Структурная схема установки для измерения скорости звука методом суперпозиции.

1, 2 — генераторы видеопульсов; 3 — модулятор (генератор импульсов высокой частоты).

тель поступают с малой частотой следования (50 Гц) два высокочастотных импульса, разделенных между собой на время  $2\tau$  ( $\tau$  — время прохождения импульса через образец). На вход усилитель-

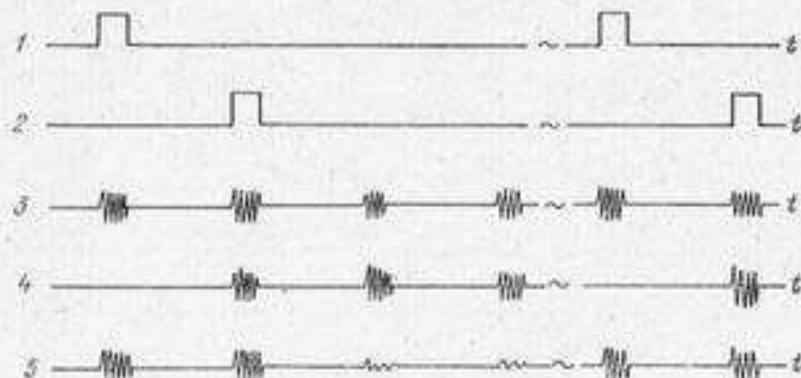


Рис. 6.7. Временная картина напряжений на элементах схемы рис. 6.6.

1 — напряжение на выходе 1-го генератора видеопульсов; 2 — напряжение на выходе 2-го генератора видеопульсов; 3 — напряжение на выходе модулятора; 4 — напряжение, принимаемое усилителем; 5 — то же напряжение на частотах компенсации.

ной части поступают как сигналы возбуждающие образец, так и многократно отраженные сигналы, принятые преобразователем в режиме приема. Усилительная часть после перегрузки быстро восстанавливается благодаря малым постоянным переходных цепей в установке.

Временная картина (рис. 6.7) показывает, что наблюдаются две серии последовательно отраженных импульсов, интерферирующих между собой. В этом можно убедиться, выключая один из импуль-

сов и наблюдая изменение суммарной картины. Если правильно выбрано время задержки  $2\tau$ , то второе отражение первой серии импульсов совместится с первым отражением второй серии. Изменяя несущую частоту и регулируя амплитуду одной из серий, можно добиться полного погашения колебаний в стационарных участках совмещаемых импульсов. При этом

$$\omega\tau + \frac{\gamma_l}{2} = (2n - 1) \frac{\pi}{2}, \quad (6.7)$$

где  $\omega$  — круговая частота несущей;  $\gamma$  — фазовый угол, образованный отраженными от преобразователей звуковыми (чаще ультразвуковыми) волнами;  $n$  — целое число.

Измерения производятся на двух частотах:  $\omega_n$  и  $\omega_{n+1}$ . Величина  $n$  определяется из выражений:

$$\left. \begin{aligned} n &= \frac{\omega_n}{\Delta\omega} \left( 1 - \frac{\Delta\gamma}{2\pi} \right) + \frac{1}{2} + \frac{\gamma_n}{2\pi}; \\ \Delta\omega &= \omega_{n+1} - \omega_n; \quad \Delta\gamma = \gamma_{n+1} - \gamma_n. \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

Значение  $\gamma$  зависит от частоты, толщины промежуточного слоя и удельного акустического сопротивления материалов образца преобразователя и слоя смазки. На резонансной частоте преобразователя  $\omega_0$  значение  $\gamma$  близко нулю; при не слишком большом отклонении от резонансной частоты его изменение  $\Delta\gamma$  можно аппроксимировать зависимостью

$$\Delta\gamma = 2\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega} \frac{z_p}{z_s},$$

где  $z_p$  — удельное акустическое сопротивление преобразователя;  $z_s$  — удельное акустическое сопротивление образца.

При работе в области резонансной частоты преобразователя так, чтобы удовлетворялось условие

$$\omega_n < \omega_0 < \omega_{n+1}.$$

Значение  $n$  находится из выражения

$$n = \left( \frac{\omega_n}{\Delta\omega} - \frac{z_p}{z_s} \right) + \frac{1}{2}.$$

Значение  $z_s$  определяется из приближенного выражения (с точностью порядка 1%, достаточной для правильного определения  $n$ )

$$z_s = \rho l \frac{\Delta\omega}{\pi}.$$

По данным измерений получают два значения времени прохождения

$$\tau_1 = \frac{(2n - 1)\pi}{2\omega_n}; \quad \tau_2 = \frac{(2n + 1)\pi}{2\omega_{n+1}}.$$

Фазовые углы, вызывающие погрешность, у этих измерений имеют противоположные знаки, поэтому истинное значение  $\tau_0$ , которое должно иметь минимальную погрешность, определяется методом линейной интерполяции

$$\tau_0 = \tau + \frac{\tau_2 - \tau_1}{\Delta\omega} (\omega_0 - \omega_n).$$

Значение скорости  $c$  равно

$$c = \frac{2l}{\tau_0}.$$

Заметим, что необходимы специальные меры, чтобы получить точность измерения порядка  $10^{-4}$ — $10^{-5}$ . Длина образца измеряется

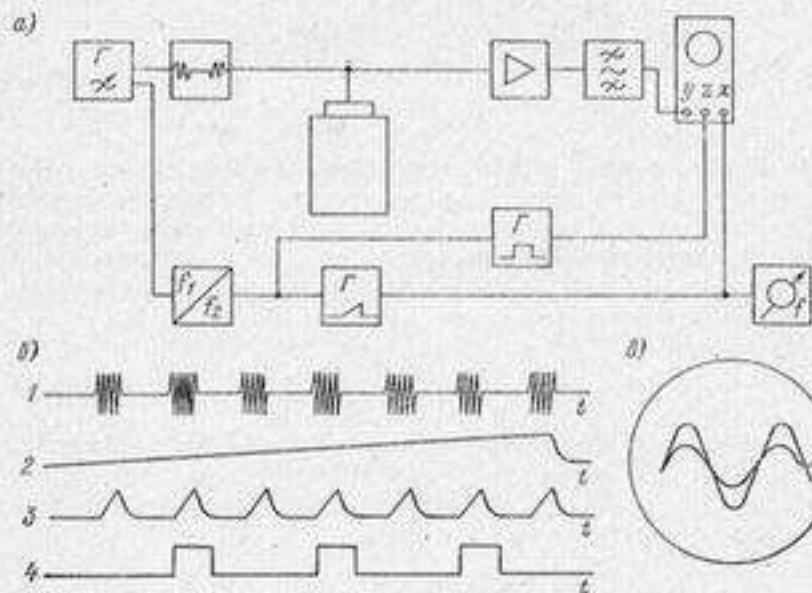


Рис. 6.8. Структурная схема установки для измерения скорости звука методом оптического наложения (а), временная картина напряжений на элементах схемы (б) и вид экрана осциллографа (в).

1 — картина многократно отраженных импульсов на входе осциллографа; 2 — линейное пилообразное напряжение для получения картины 1; 3 — линейное пилообразное напряжение для наложения сигналов на экране осциллографа; 4 — напряжение подсветки для  $h = 2$ .

оптическим длиномером (с погрешностью  $\sim 10^{-3}$  мм). Образец тщательно обрабатывается, непараллельность торцов не должна превышать  $20''$ . Толщина промежуточного слоя (из трансформаторного масла—салоло), составляет не более 1—3 мкм, для чего преобразователь притирается к поверхности.

**Измерение скорости звука способом оптического наложения.** В этом способе, предложенном Э. Пападакисом (США), для определения промежутка времени между двумя отраженными сиг-

налами использовано изменение частоты развертки осциллографа таким образом, чтобы наблюдать на экране наложение друг на друга двух соответствующих отражений (рис. 6.8, а). При этом процесс наложения является минимым и не сопровождается суперпозицией. Момент совпадения определяется в районе осевой линии экрана осциллографа, так как амплитуды отраженных сигналов не равны между собой (рис. 6.8, в). Погрешность визуального определения момента совмещения составляет 1—2°.

Значение скорости звука находится из выражения

$$\frac{1}{T_n} = h\tau + \frac{h\gamma_1}{360f} + \frac{n}{T}, \quad (6.9)$$

где  $f_n$  — частота повторения развертывающего пилообразного напряжения;  $h$  — номер отражения, с которым осуществляется наложение;  $\gamma_1$  — фазовый угол, образованный отраженными от преобразователей волнами;  $n$  — целое число, характеризующее точность совпадений импульсов (если периоды импульсов совпали «период в период» —  $n = 0$ ).

Временная картина напряжений развертки и подсветки для успешной работы схемы показана на рис. 6.8, б, где  $h = 2$ . Точность измерений этим методом — порядка  $10^{-4}$ . Метод привлекает внимание простотой осуществления и используемой аппаратуры (при использовании импульсной установки в качестве дополнительной аппаратуры требуется только частотомер, измеряющий частоту следования пилообразного напряжения развертки).

**Измерение скорости звука кольцевым методом.** Этот метод позволяет определять без перестройки зависимость изменения скорости звука от температуры, времени, статического давления и широко распространен при измерении распределения скорости звука по глубине в море.

На рис. 6.9 представлена схема кольцевого метода (также называемого методом синхрокольца, рециркуляционным, sing-around и т. д.), представляющего собой самобалансирующуюся электронно-акустическую схему. Генератор импульсов работает в режиме автозапуска, т. е. создает импульсы заданной частоты только при поступлении на его вход запускающего импульса от приемника. Таким образом, излучатель при возбуждении посылает импульс в исследуемую среду, спустя промежуток времени  $\tau$  импульс достигает приемника, преобразуется в электрический, для лучшего запуска подвергается формированию (пропускается через каскад, формирующий короткий импульс) и запускает генератор, после чего описанный процесс повторяется. Частотомер

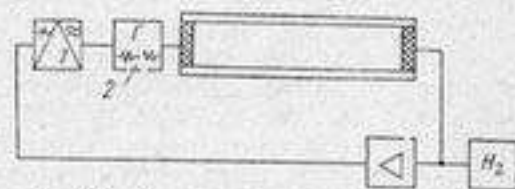


Рис. 6.9. Структурная схема установки для кольцевого метода измерения скорости звука. 1 — формирователь; 2 — генератор задержанных импульсов.

фиксирует частоту повторения периодических сигналов  $F$ . Скорость звука определяется из выражения

$$c = \frac{Fl}{1 - F(\tau_a + \tau_b)},$$

где  $l$  — расстояние, проходимое звуком в исследуемой среде;  $\tau_a, \tau_b$  — акустическая и электрические задержки, связанные с прохождением звуком промежуточных слоев между преобразователем и средой и временем срабатывания элементов электронной схемы. Точность кольцевых схем находится на уровне  $10^{-3}$ — $10^{-4}$ .

**Методы относительных измерений скорости звука.** В настоящее время имеются достоверные данные о скорости звука в различных веществах — дистиллированной воде, водоспиртовых смесях и т. д., причем известны также зависимости скорости в этих веществах от температуры, давления и других факторов.

Поэтому часто используют установки, в которых скорость звука определяется путем сравнения испытуемого и образцового веществ. Для этой цели могут быть использованы практически все методы, описанные ранее (измерения производятся для каждого вещества и сравниваются результаты), а также многие методы, основанные на одновременном измерении в двух средах, что, безусловно, повышает точность результата. При относительных измерениях условия измерений (температура, давление и т. д.) должны точно соответствовать тем, при которых получены значения для вещества, служащего образцом. Кроме того, должно учитываться возможное влияние дифракции, волноводных эффектов отдельно для каждого вещества (об этом более подробно в следующем параграфе).

## § 6.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ПОГЛОЩЕНИЯ ЗВУКА

Плоская звуковая волна, распространяющаяся в безграничной среде, изменяется в зависимости от расстояния по закону:

$$p_l = p_0 e^{j(\omega t - k_v l)}, \quad (6.10)$$

где  $p_0$  — амплитуда волны при  $l = 0$ ;  $k_v = (\omega/c) - j\alpha$  — комплексное волновое число;  $\alpha$  — коэффициент поглощения звука в среде.

Величина  $\alpha$  определяется свойствами вещества. Она связана с молекулярной структурой, состоянием вещества (температурой, давлением) и, как правило, не может быть вычислена теоретически. Поэтому данные по значению  $\alpha$  получают экспериментально.

Наиболее распространены следующие методы измерения коэффициента поглощения:

— интерферометрические, с помощью которых оцениваются различные взаимодействия звуковых волн в исследуемом веществе на различных расстояниях от источника;

- резонансные, основанные на оценке взаимодействия звуковых волн в исследуемом веществе на различных частотах;
- реверберационные, определяющие время затухания звуковой энергии в ограниченном объеме;
- импульсные, позволяющие сравнивать амплитуды сигналов, прошедших различные расстояния в веществе.

### 6.2.1. Интерферометрические методы измерения коэффициента поглощения

По конструкции интерферометры для измерения коэффициента поглощения не отличаются от применяемых при измерениях скорости звука, однако в этом случае предъявляются более жесткие требования к параллельности преобразователей,

однородности звукового поля и малого влияния дифракционных и волноводных эффектов. Даже при выполнении этих требований достоверные результаты получаются только для веществ с большим поглощением, например, для газов.

Интерферометр для измерения поглощения представляет собой цилиндр, заполненный исследуемой средой; с одной его стороны помещается пьезоэлектрический излучатель звука, а с другой — подвижный отражатель, причем в процессе измерения расстояние между излучателем и отражателем  $l$  изменяется. Измеряется напряжение на преобразователе  $U_2$  при возбуждении генератора с внутренним сопротивлением  $R_0$ , напряжением  $U_1$  и включенным резонансным контуром, параллельно преобразователю.

Рассмотрим схему включения преобразователя интерферометра параллельно резонансному контуру, возбуждаемому от генератора через достаточно большое сопротивление  $R_0$  (рис. 6.10, а). Вносимое сопротивление  $Z_{\text{вн}}$  в эквивалентной электрической схеме, обусловленное механической стороной пьезопреобразователя, нагруженного столбом исследуемой жидкости, равно

$$Z_{\text{вн}} = \frac{\rho c S (1 - \beta e^{-2\alpha l}) e^{-j \frac{4\pi l}{\lambda}}}{4\pi^2 \left( \lambda l - \beta e^{-2\alpha l} e^{-j \frac{4\pi l}{\lambda}} \right)},$$

где  $\rho c$  — удельное акустическое сопротивление исследуемой среды;  $S$  — площадь излучателя;  $\pi$  — коэффициент электромеханической трансформации;  $\beta$  — коэффициент отражения от отражателя (близкий к единице);  $\alpha$  — коэффициент поглощения;  $l$  — протя-

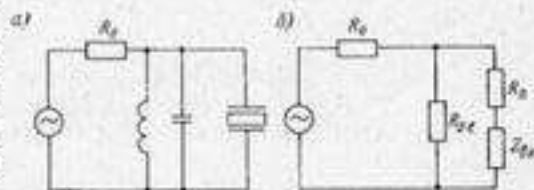


Рис. 6.10. Схема включения преобразователя интерферометра параллельно резонансному контуру (а) и эквивалентная схема из резонансе (б).

женность пути звука от преобразователя до отражателя. На резонансе эквивалентная схема принимает вид, показанный на рис. 6.10, б, где  $R_{0e}$  — сопротивление параллельного контура;  $R_n$  — сопротивление активных потерь в преобразователе, включая и потери в креплениях.

Напряжение на преобразователе  $U_2$  равно

$$U_2 = \frac{U_1 R_{0e} (Z_{ин} + R_n)}{R_0 (R_{0e} + Z_{ин} + R_n) + (R_{ин} + R_n) R_{0e}},$$

где  $U_1$  — напряжение возбуждения.

Если добротность электрического контура достаточно велика, то  $R_{0e} \gg Z_{ин} + R_n$ ; тогда

$$U_2 = \frac{U_1 (Z_{ин} + R_n)}{R_0 + Z_{ин} + R_n}.$$

Выбирая  $R_0$  из условия  $R_0 \gg Z_{ин} + R_n$ , получаем

$$U_2 = \frac{U_1 (Z_{ин} + R_n)}{R_0}.$$

При использовании пьезоэлектриков с малыми механическими потерями и тщательном изготовлении преобразователей (чтобы снизить потери в креплениях) можно активными потерями пренебречь, тогда

$$U_2 = \frac{U_1 Z_{ин}}{R_0}.$$

При равенстве длины  $l$  — четному числу четвертей длин волн т. е.  $l = (\lambda/4) 2m$  (где  $m$  — целое число), получим минимальное напряжение  $U_2$ :

$$U_{2 \min} = \frac{U_1 \rho c S (1 + \beta e^{-2\alpha l})}{R_0 4n^2 (1 - \beta e^{-2\alpha l})} = N_1 \frac{1 + \beta e^{-2\alpha l}}{1 - \beta e^{-2\alpha l}}. \quad (6.11)$$

Максимальное значение  $U_2$  образуется при  $l = \lambda/4 (2m + 1)$ :

$$U_{2 \max} = \frac{U_1 \rho c S (1 - \beta e^{-2\alpha l})}{R_0 4n^2 (1 + \beta e^{-2\alpha l})} = N_1 \frac{1 - \beta e^{-2\alpha l}}{1 + \beta e^{-2\alpha l}}. \quad (6.12)$$

Если представить  $\beta$  в степенной форме, т. е.  $\beta = e^{-2\beta_0}$ , то (6.11) и (6.12) можно выразить через гиперболические функции

$$U_{2 \min} = N_1 \operatorname{th}(\alpha l + \beta_0);$$

$$U_{2 \max} = N_1 \operatorname{cth}(\alpha l + \beta_0).$$

Для исключения постоянных установки измерения проводят при достаточно удаленных друг от друга значениях  $l$ :

$$\alpha = \frac{1}{l_2 - l_1} \left[ \operatorname{arth}(NR)^{1/2} - \operatorname{arth}\left(\frac{N}{R}\right)^{1/2} \right].$$

где

$$N = \frac{U_{l_2 \max} - U_{l_1 \min}}{U_{l_1 \max} - U_{l_2 \min}}; \quad R = \frac{U_{l_1 \max} - U_{l_2 \min}}{U_{l_2 \max} - U_{l_1 \min}}.$$

Структурная схема интерферометрической установки для измерения коэффициента поглощения показана на рис. 6.11.

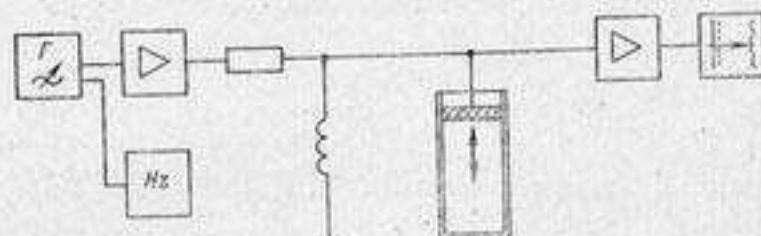


Рис. 6.11. Структурная схема интерферометра для измерения коэффициента поглощения.

### 6.2.2. Резонансные методы измерения коэффициента поглощения

Эти методы наиболее часто применяют для измерения поглощения в твердых телах с малыми механическими потерями. Коэффициент поглощения находят по резонансным частотным характеристикам образца в форме цилиндра или бруска, возбуждаемого на основной частоте или ее гармониках.

Размеры используемого стержня определяют формулой

$$l = \frac{cn}{2f},$$

где  $n$  — номер гармоники;  $c$  — скорость распространения звука в образце.

При правильно поставленном эксперименте механическая добротность  $Q_m$  колеблющегося образца определяется только внутренними потерями, а потери в креплениях и вызываемые излучением в среду малы.

Тогда

$$\alpha = \frac{\pi}{Q_m \lambda} = \frac{\pi f}{Q_m c}. \quad (6.13)$$

Чтобы уменьшить влияние креплений на колебания испытуемого стержня, его крепят в узловой плоскости.

Возбуждение и прием колебаний также должно осуществляться так, чтобы не влиять на характер колебаний. Это делается, например, с помощью электростатического способа, при котором используется дополнительный электрод, размещаемый на расстоянии 0,05—0,1 мм от торца стержня. Если прикладывать к зазору только переменное напряжение, то поиндеромоторная сила, действующая на образец, будет иметь частоту вдвое большую, чем частота возбуждения. Это снижает погрешности из-за электрических наво-

док при приеме колебаний. Прием осуществляется на свободном конце стержня, обычно с помощью миниатюрного пьезоприемника.

Значение механической добротности определяется по резонансной кривой из отношения

$$Q_m = \frac{f_0}{\Delta f}$$

Для некоторых веществ значение  $Q_m$  больше  $10^5$  (плавный кварц, алюминий), при этом измерения  $\Delta f$  становятся затруднительными. Для этих случаев используют метод измерения затухания свободных колебаний образца (иногда называемый реверберационным). Образец возбуждают стационарными колебаниями на резонансной частоте, после чего выключают возбуждение.

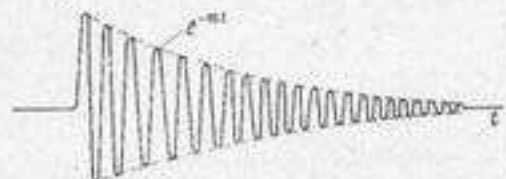


Рис. 6.12. Характер колебаний образцов с высокой добротностью после выключения возбуждения.

Приемник регистрирует во времени затухание свободных колебаний образца (рис. 6.12), определяемое формулой

$$U = U_0 e^{-\frac{\pi f}{Q_m} t} = U_0 e^{-\alpha t}$$

При измерении напряжения  $U_1$  в момент времени  $t_1$  и  $U_2$  в момент  $t_2$  значение  $\alpha$  может быть найдено по формуле

$$\alpha = \frac{1}{t_2 - t_1} \ln \frac{U_1}{U_2}$$

Для исследования образцов малых размеров, обладающих достаточно большим поглощением, распространен метод составного вибратора, состоящего из пьезоэлектрического стержня и испытуемого образца. Процедура измерений сохраняется прежней, однако формулы для определения  $\alpha$  применяются более сложные. Пьезоэлектрический стержень, а также слой склейки должны вносить минимальные потери.

### 6.2.3. Импульсные методы измерения коэффициента поглощения звука в материалах

Импульсные методы измерения коэффициента поглощения  $\alpha$ , дБ/м, основаны на определении звукового давления в двух точках пространства по пути распространения звука:

$$\alpha = \frac{20 \lg \frac{p_{11}}{p_{12}}}{(t_2 - t_1)} = \frac{\Delta A}{l_2 - l_1},$$

где  $p_{11}$  и  $p_{12}$  — давления на расстояниях  $l_1$  и  $l_2$  от источника,

Распространен метод двух фиксированных расстояний, при котором используется один преобразователь, излучающий в разные стороны, причем отражатели расположены несимметрично (рис. 6.13). Импульсные сигналы, отражаясь от отражателей, проходят различный путь, принимаются снова тем же преобразователем и могут быть сопоставлены между собой на экране осциллографа. Отношение напряжений от отражателей  $U_1/U_2$  будет равно

$$\frac{U_1}{U_2} = e^{-\alpha(2l_2 - 2l_1)}$$

(полагаем, что коэффициенты отражения для обоих лучей одинаковы). Коэффициент 2 появился в связи с тем, что каждый луч проходит удвоенное расстояние.

При регистрации сигналов логарифмическим самописцем уровней

$$\alpha = \frac{(U_1 \text{ дБ} - U_2 \text{ дБ})}{2(l_2 - l_1)}$$

При импульсных измерениях коэффициента поглощения в образцах твердых тел применяют метод оценки по многократным отражениям, впервые предложенный Л. Г. Меркуловым.

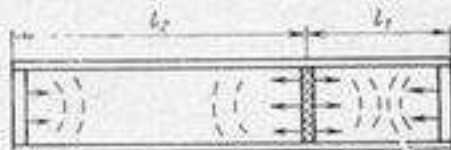


Рис. 6.13. Измерение коэффициента поглощения импульсным методом двух фиксированных расстояний.

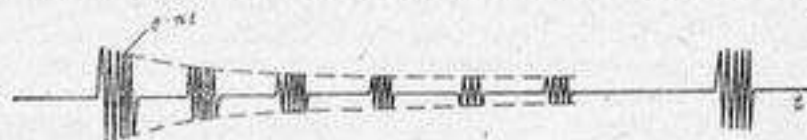


Рис. 6.14. Временная диаграмма многократных отражений импульсов в образце.

Сущность его заключается в наблюдении временной картины многократно отраженных от торцов образца импульсов (рис. 6.14).

Амплитуда установившегося значения каждого импульсного пакета  $U_{n+1}$  связана с амплитудой предыдущего соотношением

$$U_{n+1} = U_n \beta_1 \beta_2 e^{-2\alpha l}$$

где  $\beta_1$  — коэффициент отражения от границы образца с воздухом;  $\beta_2$  — коэффициент отражения от границы образца с преобразователем. Значение  $\beta_1$  при хорошей обработке практически равно единице, значение  $\beta_2$  может несколько отличаться от нее. Значение  $l$  пропорционально  $t$ .

Если сравнивать сигналы между которыми  $n$  отражений, то, обозначив  $\beta_2$  через экспоненциальный множитель  $\beta_2 = e^{-\beta_2}$ , получим

$$\alpha = \frac{\Delta A}{8,68 \cdot 2(n-1)l} = \frac{\beta_0}{2l}.$$

Из этого выражения следует, что влияние преобразователя будет тем меньше, чем больше длина использованного образца. Экспериментально это влияние оценивается путем дополнительных измерений с преобразователем, идентичным основному, но наклеенным на свободный конец образца (и имеющим такую же электрическую нагрузку).

В ряде случаев коэффициент поглощения определяется путем относительных измерений при сравнении со средой, поглощение в которой известно. При этом в силу различия скоростей звука в двух средах дифракционные эффекты (при равных размерах) будут различными у образцовой и испытуемой среды.

При использовании импульсного режима работы при измерении поглощения необходимо учитывать, что эти измерения производятся в частотной области, так как спектр импульсов занимает значительную полосу, связанную с длительностью импульсов. Для многих веществ коэффициент поглощения обладает сильной частотной зависимостью (как правило, увеличивается пропорционально квадрату частоты, а часто и более круто). При распространении частотных составляющих спектра импульса в поглощающей среде их поглощение будет различным, в результате чего форма импульса может существенно измениться и изменение амплитуды импульса с расстоянием может не подчиняться экспоненциальному закону, приведенному ранее (6.10).

Например, если в импульсе длительностью  $\Delta t$ , содержится шесть периодов несущей частоты  $f_0$ , то ширина спектра будет равна

$$\Delta f \approx \frac{f_0}{6}.$$

Нижняя частотная составляющая спектра

$$f_n = f_0 - \frac{f_0}{12} = 0,92f_0.$$

Верхняя граничная частота

$$f_n = f_0 + \frac{f_0}{12} = 1,08f_0.$$

Если предположить, что коэффициент поглощения изменяется пропорционально квадрату частоты, т. е.

$$\alpha_f = \alpha_n \left( \frac{f}{f_n} \right)^2,$$

то отношение коэффициентов поглощения на верхней и нижней частотах спектра импульса будет

$$\frac{\alpha_n}{\alpha_n} = \left( \frac{f_n}{f_n} \right) = 1,38.$$

т. е. коэффициент поглощения на нижней частоте спектра почти в полтора раза меньше, чем на верхней, поэтому форма импульса заметно изменится — импульс «расползется», что приведет к ошибке в определении отношения амплитуд. При более сильных частотных зависимостях коэффициента поглощения изменится не только форма, но и эффективная несущая частота и длительность импульса.

Изложенное выше указывает на необходимость выбора достаточно большой длительности импульсов, что требует соответствующего увеличения длины образцов или сосудов с испытуемой средой.

В. М. Меркулова показала, что число периодов в импульсе  $m$  в этих случаях должно отвечать соотношению

$$m > 0,4 \sqrt{n(n-1)} \alpha_0 l,$$

где  $n$  — показатель степенной зависимости  $\alpha$  от частоты;  $\alpha_0$  — коэффициент поглощения на нижней частоте диапазона;  $l$  — длина образца.

#### 6.2.4. Установки для одновременного измерения скорости и коэффициента поглощения звука

В ряде случаев необходимо определять и упругие константы материала, оцениваемые значениями скоростей, и диссипативные постоянные, характеризующиеся коэффициентом поглощения, которые требуется измерять одновременно для получения их зависимостей от времени, температуры и т. д.

Интерферометры позволяют определять эти величины, хотя и не обеспечивают непрерывности измерений, однако привлекают простотой измерительной аппаратуры. Многие импульсные установки, предназначенные для измерения затухания, позволяют определять и величину скорости звука.

Одна из наиболее интересных установок, позволяющих производить достаточно точные и свободные от влияния дифракции измерения, предложена Е. Карстенсеном (США), а затем модифицирована В. С. Кононенко и В. Ф. Яковлевым.

Принцип работы этих установок заключается в том, что излучатель и приемник, жестко связанные между собой, передвигаются в сосуде, содержащем две жидкости, разделенные звукопрозрачной пленкой. Излучатель находится в одной жидкости,

приемник — в другой. Измеряя амплитуду принимаемого сигнала в функции от положения системы излучатель-приемник, можно определить разницу в поглощении между испытуемой и образцовой жидкостями.

Если скорости образцовой и испытуемой жидкости близки, то дифракционное влияние на результаты измерений будет минимально.

Конструкция установки подобного типа показана на рис. 6.15. Она состоит из корпуса сосуда 1, заполненного испытуемой жидкостью 4. В этот сосуд помещен стакан, заполненный образцовой жидкостью 3 и закрытый звукопрозрачной пленкой 6 (вместо дна). Излучатель-приемник 2 и отражатель 5, жестко связанные между собой, помещены в разные среды. Измеряется амплитуда отраженного сигнала в двух положениях системы по отношению к звукопрозрачной пленке. Значение искомого коэффициента  $\alpha_1$ , дБ/м, определяется из формулы

$$\alpha_1 = \alpha_2 + \frac{\Delta A}{l_2 - l_1},$$

где  $\alpha_2$  — коэффициент поглощения образцовой жидкости;  $l_1, l_2$  — пути, проходимые ультразвуком в исследуемой среде при первом и втором измерениях.

Скорость звука  $c_1$  находится из выражения

$$c_1 = c_2 \left( 1 + \frac{c_2}{l \Delta l - c_2} \right),$$

где  $\Delta l$  — путь, на котором фаза принимаемого сигнала изменяется на  $360^\circ$ ;  $c_2$  — скорость звука в образцовой жидкости.

Точность определения скорости звука будет высокой, так как в обычных установках изменение расстояния на величину, равную периоду колебаний, пропорционально изменению скорости, а в данной установке — разности скоростей.

Отметим, однако, что указанная установка не обеспечивает автоматизации процесса измерений, хотя и заметно уменьшает влияние расхождения луча и дифракционных эффектов.

Существуют импульсные установки, которые позволяют полностью автоматизировать процесс получения данных по скорости звука и коэффициенту поглощения. Например, установки, использующие многократные отражения при определении поглощения, и время между этими отражениями для определения скорости звука.

### 6.2.5. Учет дифракционных и волноводных явлений при измерении скорости и коэффициента поглощения звука

Даже если излучатель и приемник звука выполнены в виде плоских дисков, то согласно принципу Гюйгенса можно каждый элемент излучателя рассматривать как точечный источник, а напряжение на выходе плоского приемника находить как среднее по площади приемника звуковое давление.

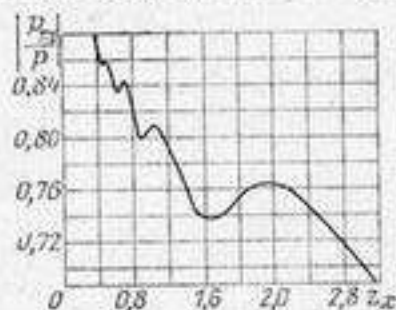


Рис. 6.16. Зависимость приведенного среднего по поверхности приемника давления от длины волнового пути при  $ka = 400$ .

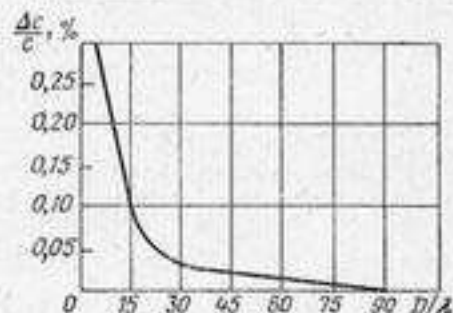


Рис. 6.17. Поправки к скорости звука при различных соотношениях  $D/\lambda$ .

Как показывают теоретические выкладки, значение среднего давления будет зависеть от волновых размеров излучателя, приемника и волнового расстояния:

$$z_x = \frac{\lambda x}{a^2},$$

где  $\lambda$  — длина звуковой волны в среде;  $a$  — радиус излучателя;  $x$  — расстояние от излучателя до приемника.

Зависимость приведенного среднего давления на приемнике от волнового расстояния для частного случая равных размеров излучателя и приемника при соотношении  $ka = 400$  показана на рис. 6.16. Очевидно, что такое отклонение от закона плоской волны (расчеты выполнялись в предположении отсутствия поглощения) может привести к заметным ошибкам при определении поглощения.

Заметная погрешность из-за изменения фазы, вызванного конечными размерами излучателя и приемника, возникает и при измерении скорости звука. На рис. 6.17 приведены значения поправки к скорости звука, которые должны вноситься при проведении измерений на волновых расстояниях  $z_x = 1 \div 4$  и  $ka = 10 \div 100$  в зависимости от отношения размера приемника  $D$  к длине звуковой волны в испытуемой среде.

В. С. Кононенко предложил поправочные формулы для расчета систематической погрешности определения скорости из-за

Рис. 6.15. Конструкция установки для измерения скорости и поглощения звука передвижением системы излучатель-отражатель.

1 — корпус сосуда; 2 — излучатель-приемник; 3 — образцовая жидкость; 4 — испытуемая жидкость; 5 — отражатель; 6 — звукопрозрачная пленка.

влияния дифракционных эффектов в широком диапазоне волновых расстояний  $z_x$ .

Если сравнивается фаза на расстоянии  $z_x$  с фазой на излучателе, то значения  $\Delta c/c$  имеют вид

$$\frac{\Delta c}{c} = 0,0317 \frac{\lambda^2}{a^2} \frac{z_x^{1/2}}{1 - 0,225z_x^{1/2}} \text{ при } z_x < 1;$$

$$\frac{\Delta c}{c} = 0,0317 \frac{\lambda^2}{a^2} \text{ при } 1,5 < z_x < 5;$$

$$\frac{\Delta c}{c} = 0,25 \frac{\lambda^2}{a^2} \left( \frac{1}{z_x} - \frac{2}{z_x^2} - \frac{\pi}{6z_x^3} \right) \text{ при } z_x > 2\pi.$$

В случае сравнения фазы сигнала  $\psi_1$  на расстоянии  $z_{x1}$  от излучателя с фазой сигнала  $\psi_2$  на расстоянии  $z_{x2}$ , то поправки принимают вид  $(z_{x1} - z_{x2})$

$$\frac{\Delta c}{c} = 0,0317 \frac{\lambda^2}{a^2} \delta \begin{cases} \delta = 0,25 + \frac{0,23}{\sqrt{z_{x1}} + \sqrt{z_{x2}}}; & z_{x1} < 0,2; & (6.14) \\ \delta = 1; & 0,2 < z_{x1} < 1,4; & 1,5 < z_{x1} < 5; & (6.15) \\ \delta = 15,5/z_{x1}z_{x2}; & z_{x1} > 5. & & (6.16) \end{cases}$$

Формулу (6.15) можно представить в виде

$$\frac{\Delta c}{c} = \frac{\lambda^2}{31,5a^2}.$$

Эта формула впервые выведена П. Е. Краснушкиным и часто носит его имя.

Формула (6.16) в виде

$$\frac{\Delta c}{c} = \frac{a^2}{2z_{x1}z_{x2}} \text{ при } f \leq \frac{xc}{4\pi a^2}, \text{ а } x > 10a$$

выведена А. С. Химуниным.

На рис. 6.18 приведена поправка на измерение поглощения в пределах до  $z_x = 15$ .

Изложенное ранее свидетельствует о том, что результаты измерений скорости звука с точностью больше 0,1 % и коэффициента поглощения более 5—7 % нуждаются в поправке на дифракцию звука или же в проведении дополнительных экспериментов.

*Влияние волноводных эффектов на измерение скорости и поглощения звука.*

Скорость продольных волн в стержнях равна

$$c_c = \sqrt{\frac{E_{\text{Ю}}}{\rho}}, \quad (6.17)$$

где  $E_{\text{Ю}}$  — модуль Юнга образца;  $\rho$  — плотность материала образца.

Скорость продольных волн в безграничной среде равна

$$c_0 = \sqrt{\frac{E_{\text{Ю}}(1-\sigma)}{\rho(1+\sigma)(1-2\sigma)}}, \quad (6.18)$$

где  $\sigma$  — коэффициент Пуассона. Эта зависимость заметно отличается от (6.17).

Реальные образцы имеют вид цилиндров не настолько тонких, чтобы можно было их рассматривать как стержни. На рис. 6.19 показана зависимость относительной скорости звука от волнового радиуса стержня.

Исследования показали, что если диаметр стержня будет

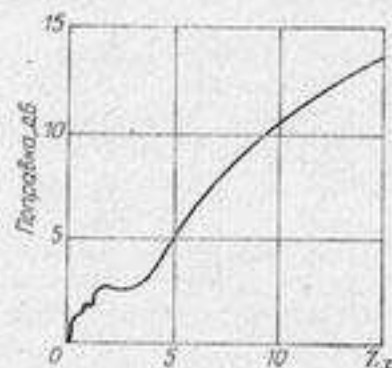


Рис. 6.18. Поправки к коэффициенту поглощения в функции  $z_x$ .

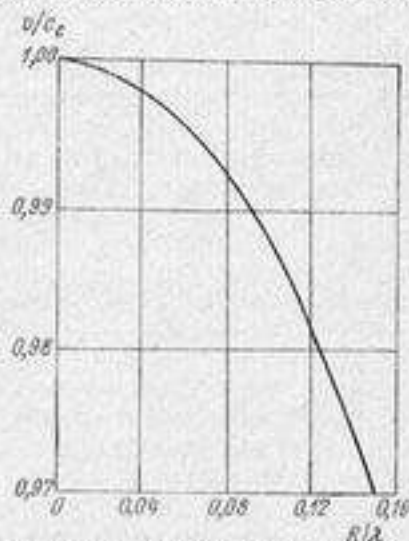


Рис. 6.19. Зависимость скорости звука в стержне от его волнового радиуса, нормированная к скорости в бесконечно тонком стержне.

в 2—3 раза больше диаметра преобразователя (на высоких ультразвуковых частотах), то волноводными эффектами можно пренебречь и распространение рассматривать как бы происходящим в безграничной среде.

Таким образом, чтобы свести к минимуму влияние дифракции и волноводных эффектов, необходимо выбирать размеры излучателя-приемника  $2a$ , отвечающими неравенству

$$\frac{2a}{\lambda} > 30, \quad (6.19)$$

а размеры диаметра сосуда (или образца)  $D$  из неравенства

$$\frac{D}{a} > 3. \quad (6.20)$$

## § 6.3. ИЗМЕРЕНИЯ ЗВУКОИЗОЛЯЦИИ, ЗВУКОПОГЛОЩЕНИЯ И АКУСТИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБРАЗЦОВ МАТЕРИАЛОВ

### 6.3.1. Измерение звукоизоляции

Звукоизоляция  $R$  оценивается выраженным в децибелах отношением звукового давления  $p_1$ , падающего на преграду, к звуковому давлению  $p_2$ , прошедшему через нее:

$$R = 20 \lg \frac{p_1}{p_2}.$$

Часто используется термин «коэффициент прохождения звуковой энергии»  $\tau$ , равный отношению потока звуковой энергии, прошедшего через рассматриваемое сечение преграды, к потоку звуковой энергии, падающей на это сечение. Связь между этими величинами имеет вид

$$10 \lg \tau = 20 \lg \frac{p_2}{p_1},$$

где  $p_2/p_1$  — коэффициент звукопрозрачности, характеризующий отношение давлений.

Измерение звукоизоляции перегородок (конструкции которых могут иметь достаточно сложный объемный характер) от воздушного и ударного шумов осуществляется обычно путем размещения испытываемой конструкции между двумя реверберационными камерами. Одна из этих камер содержит источник звука и называется камерой высокого уровня, а другая — приемники и называется камерой низкого уровня. При измерении звукоизоляции перекрытий от воздушного или ударного шума камера низкого уровня помещается под камерой высокого уровня с соответствующим проемом для установки перекрытия. Одно из основных требований при проведении измерения звукоизоляции — исключение обходных путей распространения колебаний из камеры высокого уровня в камеру низкого уровня, минуя испытываемую перегородку или конструкцию. Другим требованием является обеспечение диффузности звукового поля (средства достижения диффузности описаны в гл. 2).

Методика измерения звукоизоляции ограждающих конструкций регламентирована ГОСТ 15116—69 «Звукоизоляция. Методы измерения».

Величина звукоизоляции  $R$ , дБ, находится из выражения

$$R = L_v - L_n + 10 \lg \frac{ST}{0,16V}, \quad (6.21)$$

где  $L_v$  и  $L_n$  — средние уровни звукового давления в камерах высокого и низкого уровней в одинаковых полосах частот;  $S$  — площадь образца;  $V$  — объем камеры низкого уровня;  $T$  — время реверберации камеры низкого уровня в той же полосе частот.

Пути проникновения колебаний из камеры высокого уровня в камеру низкого уровня показаны на рис. 6.20. Как видно из рисунка, звуковая энергия может попасть не только через испытываемую конструкцию, но и через элементы стен камер, вентиляционные каналы, щели, отверстия для проводки и т. д.

Перед измерениями значение шумов, попадающих в камеру косвенными путями, должно быть оценено. Это может быть сделано, например, путем установки в проем конструкции с заведомо высоким значением звукоизоляции (или поглощения звука). Измеренная величина звукоизоляции будет характеризовать косвенную передачу звука  $R'$ . Очевидно, правильные измерения звукоизоляции в этом случае могут быть выполнены только с конструкциями, звукоизоляция которых не превышает значения  $R' + 10 \div 15$  дБ.

Заметим, что уровни звукового давления получают как среднее по нескольким точкам; усреднение может быть получено при параллельном соединении нескольких микрофонов, поочередном измерении одним микрофоном в нескольких точках и непрерывном движении микрофона по некоторой поверхности с соответствующим усреднением данных.

При измерении звукоизоляции от ударного шума на испытываемое перекрытие устанавливается стандартная ударная машина, характеристики которой определены ГОСТ 15116—69 и международной рекомендацией ISO/R140. Уровни воздушного шума в камере низкого уровня  $L_n$  используют для определения приведенного ударного шума  $L_d$ :

$$L_d = L_n - 10 \lg \frac{A_0}{A},$$

где  $A_0$  — стандартная площадь звукопоглощения;  $A$  — измеренное звукопоглощение в камере низкого уровня.

Измерения звукоизоляции образцов перекрытий в этом случае производятся до и после укладки испытываемого перекрытия на несущее перекрытие типа железобетонной плиты с толщиной 12 см и объемной массой 2500 кг/м<sup>3</sup>.

*Измерение звукоизоляции в воде.* Как правило, в воде не удается создать условия, соответствующие измерениям в двух камерах, разделенных исследуемой перегородкой. Чаще всего измеряются образцы в виде плоских пласти, достаточно больших размеров. При измерении звукоизоляции таких образцов обычно используют импульсный режим работы (рис. 6.21), так как при значительной звукоизоляции даже малые отражения от поверх-

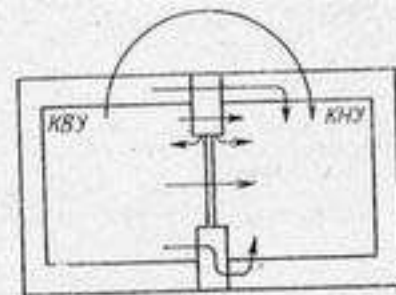


Рис. 6.20. Пути проникновения колебаний из камеры высокого уровня в камеру низкого уровня.

ностей бассейна или водоема могут влиять на результаты. Производится два измерения с образцом и без него при неизменном режиме излучения. Величина звукоизоляции определяется разностью уровней сигналов, получаемых при этих измерениях.

Для получения надежных результатов необходимо, чтобы соотношение сигнал/помеха при измерении без образца составляло не менее 50—60 дБ (что позволит определять звукоизоляцию до 40—45 дБ). Недопустимо помещать приемник слишком близко к поверхности образца, так как при этом может измениться его чувствительность, но нельзя и относить далеко из-за увеличения влияния дифракции.

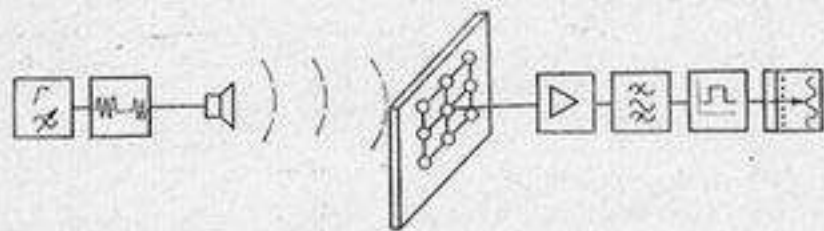


Рис. 6.21. Структурная схема импульсной установки для измерения в воде звукоизоляции образцов в виде пластин.

При измерении одним приемником даже при значительных волновых размерах образца ( $12 \div 15\lambda$ ) результаты получаются нестабильными вследствие влияния дифракции звука на краях образца (краевой эффект).

Е. Л. Шендеров применил в качестве приемника расположенного позади образца, звукопрозрачную плоскую антенну, причем так как образец оказывается в ближней зоне характеристики направленности антенны, то производится, по существу, усреднение поля позади образца, как это показано на рис. 6.21. Такая система обеспечивает устойчивые и достоверные данные.

Звукоизоляция малых образцов материалов производится в гидроакустических трубах. При этом образцы помещаются в центральную часть трубы, а в верхнюю часть трубы — приемник звука. Звукоизоляция определяется отношением уровня давления, воспринимаемого приемником при отсутствии образца и его наличии при сохранении неизменным режима возбуждения и приема сигналов. Может быть использован импульсный режим работы, а также режим частотно-модулированного сигнала. В последнем случае процесс получения частотной характеристики звукоизоляции может быть легко автоматизирован.

### 6.3.2. Измерение звукопоглощающих свойств образцов материалов

Оценка звукопоглощающих свойств образцов материалов производится на основе определения коэффициентов отражения звука  $\beta$  и звукопоглощения  $\alpha$ . Коэффициент отражения — отноше-

ние отраженного от поверхности образца звукового давления к падающему. Коэффициент звукопоглощения — отношение звуковой энергии, поглощенной образцом, к энергии, падающей на образец. В ряде случаев под поглощенной энергией понимают ту энергию, которая вошла в образец. Например, открытое окно можно считать обеспечивающим полное поглощение, так как звуковая энергия уходит через него и не возвращается в обратном направлении. Однако при этом переходе энергии в тепло, т. е. истинного поглощения, не происходит. При такой формулировке

$$\alpha = 1 - \beta^2.$$

Если определяется  $\alpha$  в полном соответствии с определением, то

$$\alpha = 1 - \beta^2 - \tau, \quad (6.22)$$

где  $\tau$  — коэффициент прохождения звуковой энергии, упомянутой ранее. В этом случае коэффициент  $\alpha$  оценивает действительно поглощенную в образце звуковую энергию.

Методы измерения звукопоглощения образцов заметно отличаются для воздуха и воды.

В воздушной акустике образцы больших размеров измеряются в реверберационных камерах. В камере создается диффузное звуковое поле в заданной полосе частот (обычно, октавной или 1/3-октавной) с помощью шумового сигнала, создаваемого несколькими источниками и дополнительно рассеиваемого диффузато́рами (см. гл. 2). Затем возбуждение источника выключается. Звуковое поле в камере начинает уменьшаться со временем. Измеряется время стандартной реверберации, т. е. время спада давления на 60 дБ по отношению к начальному уровню для пустой камеры  $T_1$ , и время спада для той же камеры после помещения в нее образцов общей площадью  $S_1$ .

Коэффициент звукопоглощения пустой камеры  $\alpha_k$  определяется из формулы

$$S\alpha_k = \frac{55,3V}{cT_1},$$

где  $V$ ,  $S$  — объем и площадь камеры;  $T_1$  — время стандартной реверберации;  $c$  — скорость звука в воздухе.

Для камеры с образцами площадью  $S_1$

$$\alpha_k(S - S_1) + \alpha S_1 = \frac{55,3V}{cT_2},$$

где  $\alpha$  — искомый коэффициент поглощения.

Отсюда

$$\alpha = \frac{55,3V}{S_1 c} \left[ \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \left( 1 - \frac{S_1}{S} \right) \right].$$

Приведенные выражения действительны при условии, что температура и влажность воздуха в камере не изменяются при первом

и втором измерениях. Если это условие не выполнено, то необходимо учитывать также затухание звука в воздухе, зависящее от частоты звука, влажности и температуры воздуха.

Расчетная формула при этом принимает вид

$$\alpha = \frac{V}{S_1} \left\{ 55,3 \left[ \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \left( 1 - \frac{S_1}{S} \right) \right] - 4(m_2 - m_1) \right\}, \quad (6.23)$$

где  $m$  — коэффициент, определяемый по графику (рис. 6.22).

Наиболее серьезные погрешности в описанном методе вызваны дифракцией на краях образца — краевым эффектом (см. гл. 2). Размеры образца для снижения этого влияния должны составлять не менее 10—12 длин волн. Может быть применена специальная поглощающая рамка, в которую вставляется образец, однако при этом снижается чувствительность метода. Практически при слабом поглощении (когда требуется высокая чувствительность) дифракция влияет слабо и рамку можно не применять. При сильном поглощении снижение чувствительности не имеет значения и рамка может улучшать результаты.

Неоднократно проводимые международные раунды измерений поглощающих характеристик одного и того же материала, выполняемые в соответствии с рекомендациями ИСО/ТК—43, ИСО/Р—354 и ГОСТ 16297—70 («Изделия и материалы строительные. Методы акустических испытаний»), показали близкие результаты, свидетельствуя о правильности используемых методов и аппаратуры.

### 6.3.3. Измерение времени реверберации

На основе реверберационных измерений определяются наиболее распространенные акустические характеристики и коэффициенты звуко- и вибропоглощения, звукоизоляции и т. д. Протекание реверберационного процесса имеет вид экспоненциального спада со временем или расстоянием. Значение огибающей процесса определяется формулой.

$$A_t = A_0 e^{-\alpha t},$$

где  $t$  — время отсчета;  $A_0$  — начальная амплитуда;  $\alpha$  — показатель затухания.

Реверберационный процесс оценивается по значению показателя затухания или времени стандартной реверберации  $T_p$  —

времени, за которое значение сигнала убывает в  $10^3$  раз. Между этими величинами имеется однозначная связь:

$$\alpha_3 = \frac{60}{T_p}.$$

По известному значению  $\alpha_3$  или  $T_p$  могут быть определены многие акустические характеристики материалов или конструкций — коэффициент механических потерь  $\eta$  при вибрационных измерениях, т. е. при распространении звука по конструкциям, или коэффициент среднего поглощения  $\alpha$ :

$$\eta = \frac{\alpha_3}{\pi f}; \quad \alpha = \frac{V}{ScT_p}, \quad (6.24)$$

где  $f$  — частота;  $V$ ,  $S$  — объем и поверхность помещения;  $c$  — скорость звука в помещении.

Поскольку реверберация представляет статистический процесс, то оценка получаемых результатов может производиться только на основе усреднения большого количества измерений.

В большинстве случаев измерений в воздушной акустике запись процесса реверберационного спада осуществляется самописцем уровней в логарифмическом масштабе. Однако флуктуации хода кривых, полученных при повторных измерениях, достаточно велики (рис. 6.23). Поэтому для получения достоверных, повторяющихся результатов необходимы многократные измерения с последующей статистической обработкой — выявлением средних значений, дисперсии и т. д. Эта процедура, выполняемая вручную, длительна и приводит зачастую к субъективным ошибкам.

При реверберационных измерениях в бассейнах или металлических конструкциях, время реверберации которых невелико, применение самописца невозможно из-за его недостаточного быстродействия. Кривую реверберационного спада при этом наблюдают на экране осциллографа. Однако производить регистрацию или усреднение этих данных, как правило, затруднительно.

Рассмотрим методы, позволяющие объективно определять время реверберации или постоянную времени спада кривых по экрану осциллографа (рис. 6.24, а). Одним из таких методов является сравнение исследуемого спада с экспоненциальным законом разряда конденсатора на сопротивление. Для этой цели удобнее всего использовать двухлучевой осциллограф, развертка которого по оси времени обеспечивается одним и тем же пилообразным напряжением, на один из каналов подается исследуемый процесс, а на другой — напряжение цепи разряда конденсатора на сопротивление (начало которого синхронизовано с выключением

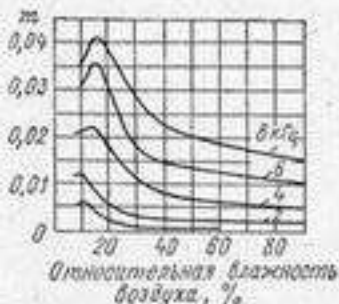


Рис. 6.22. Зависимость коэффициента затухания звука в воздухе от относительной влажности и частоты при 20 °C.

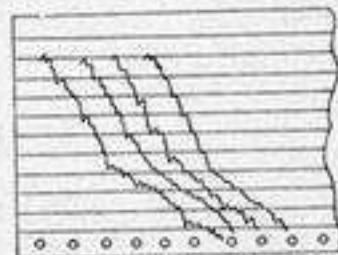


Рис. 6.23. Флуктуации реверберационных кривых, полученных при повторных измерениях.

источника). Изменением постоянной разряда добиваются совпадения спадающей экспоненциальной кривой с огибающей исследуемого реверберационного процесса (рис. 6.24, б). Числовое значение постоянной цепи разряда, определяемое по шкале потенциометра при совмещении двух кривых, свидетельствует о равенстве постоянных затухания, т. е.

$$RC = T_p.$$

Другой способ основан на подаче на горизонтальные пластины осциллографа не пилообразного, а экспоненциального напряжения, также получаемого при разряде конденсатора на сопротив-

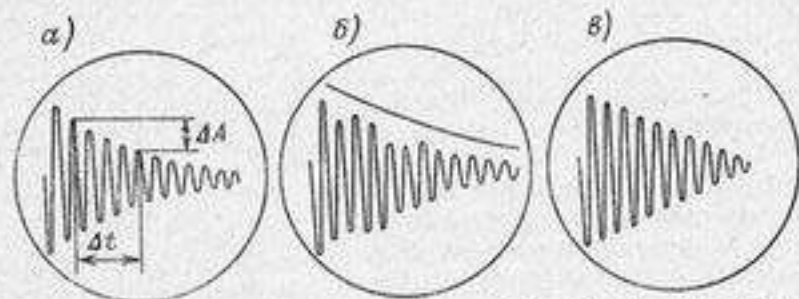


Рис. 6.24. Определение постоянной реверберационного спада: а — отсчетом амплитуд; б — методом наложения; в — методом треугольника.  $\Delta A$  — разность амплитуд на промежутке  $\Delta t$ .

ление. Регулировкой цепи разряда добиваются того, чтобы спад огибающей исследуемого процесса происходил по прямой линии, свидетельствуя о равенстве показателей экспонент (рис. 6.24, в).

В последнее время развиваются методы, позволяющие процесс усреднения и определения усредненных характеристик выполнять автоматически с помощью электроники и электронной вычислительной техники.

Кривая реверберационного спада только при большом усреднении имеет экспоненциальный характер, причем флуктуации достаточно велики.

Шрёдер М. (ФРГ) показал, что среднее значение ансамбля квадратов реверберационных кривых спада в замкнутом объеме равно интегралу во времени от сигналов, возникающих в помещении при возбуждении его единичным импульсом. Это значит, что среднее бесконечного числа реверберационных кривых данного помещения в заданной полосе частот можно получить в результате возведения в квадрат и интегрирования отраженных сигналов, возникающих при возбуждении в нем одиночного кратковременного импульса:

$$\langle h^2(t) \rangle = \int_0^{\infty} g^2(t) dt,$$

где  $g(t)$  — значения отраженных сигналов (импульсов).

Приборное осуществление этого выражения затруднительно в связи с невозможностью осуществления верхнего предела интегрирования, с которого надо начинать процедуру интегрирования. Для преодоления этого неудобства используется модификация приведенной формулы в виде

$$\langle h^2(t) \rangle = \int_{-\infty}^{-t} g^2(-t) dt.$$

Здесь первый предел интегрирования определен концом процесса реверберации (в пределах допустимой погрешности и величины помехи), а конечный, очевидно, началом записи.

Импульсное возбуждение на заданной частоте создается прохождением прямоугольного импульса через фильтр. В этом случае на выходе фильтра возникает радиомпульс звуковой частоты, несущая которого равна средней частоте фильтра, а огибающая определяется характеристиками (добротностью) фильтров. Фильтры должны иметь линейную фазовую характеристику в пределах полосы пропускания.

Методика измерения по Шрёдеру заключается в следующем. Громкоговоритель возбуждается сформированным, как указано, ранее, импульсом звуковой частоты и излучает импульс упругих колебаний заданной частоты заполнения в испытываемое помещение. Многократные отражения воспринимаются микрофоном, усиливаются и поступают на магнитофон для записи на магнитную ленту. Для обеспечения предела интегрирования, соответствующего отрицательным значениям времени, воспроизведение записей на магнитной ленте производится ее протяжкой в обратном направлении. При этом конец записи становится началом и весь процесс идет в обратном временном порядке. Воспроизведенный сигнал возводится в квадрат, а затем интегрируется. Напряжение на выходе интегрирующей схемы регистрируется на ленте логарифмического самописца уровней. Записанный ход изменения кривой соответствует усредненной кривой спада сигнала в обратном временном масштабе. Кривая реверберации, полученная этим методом, существенно лучше воспроизводима и имеет меньше локальных флуктуаций, чем кривая, получаемая при однократной регистрации кривых спада при непрерывном возбуждении и выключении сигнала.

Заметим, что используемая полоса частот  $\Delta f$  должна отвечать неравенству

$$\Delta f \geq \frac{20}{T_p},$$

где  $T_p$  — время стандартной реверберации.

Другая модификация метода интегрирования основана на представлении среднего ансамбля квадратов импульсов отражения в виде двух интегралов:

$$\langle h^2(t) \rangle = \int_0^{\infty} g^2(t) dt - \int_0^t g^2(t) dt. \quad (6.25)$$

Такое представление позволяет избежать трудностей, связанных с проведением интегрирования от момента времени  $t$  до  $\infty$ , которое заменено интегрированием от 0 до  $\infty$ , что технически

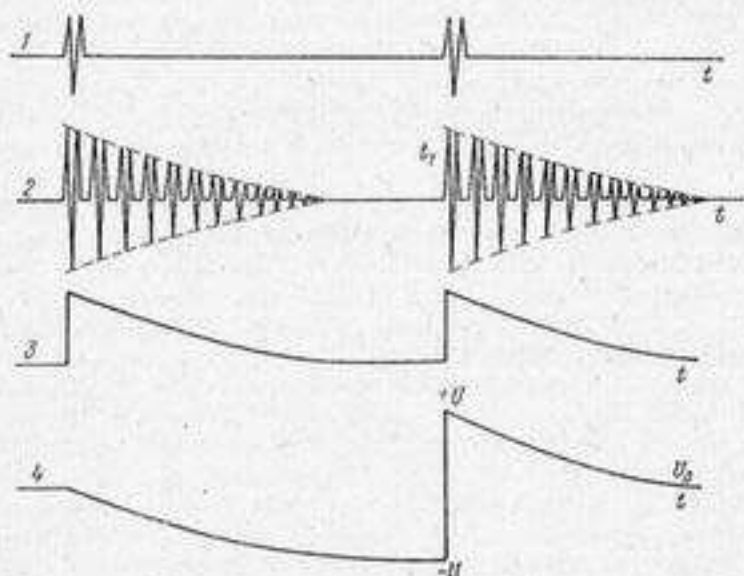


Рис. 6.25. Временная схема процесса определения времени реверберации по Шредеру.

выполнимо. Согласно этому выражению необходимо найти разность двух интегралов, обладающих одним нижним пределом интегрирования, что обеспечивается возбуждением в помещении через промежуток времени двух кратковременных импульсов и соответствующей обработкой отраженных сигналов. Таким образом, исключается необходимость использования микрофона, а определение времени реверберации может быть сделано сразу при измерении.

На рис. 6.25 изображена временная схема процесса. Кривая 1 показывает временной ход возбуждающих кратковременных импульсов, кривая 2 — вид отраженных импульсов, поступающих на вход микрофона, кривая 3 — ход огибающей отраженных импульсов, а кривая 4 — характер напряжения при интегрировании после коммутации сигналов в момент посылки второго импульса.

На рис. 6.26 приведена структурная схема установки для измерения времени реверберации, действующей по указанному принципу. Установка включает секции интегратора, логического управления и выработки времени раннего затухания. При приеме в момент времени, соответствующий  $t_1$  на кривой 2 (рис. 6.25), производится переключение полярности конденсатора в интеграторе. При этом происходят процессы, соответствующие вычитанию интегралов в формуле (6.25), а напряжение спада на выходе интегрирующей цепи регистрируется в логарифмическом масштабе

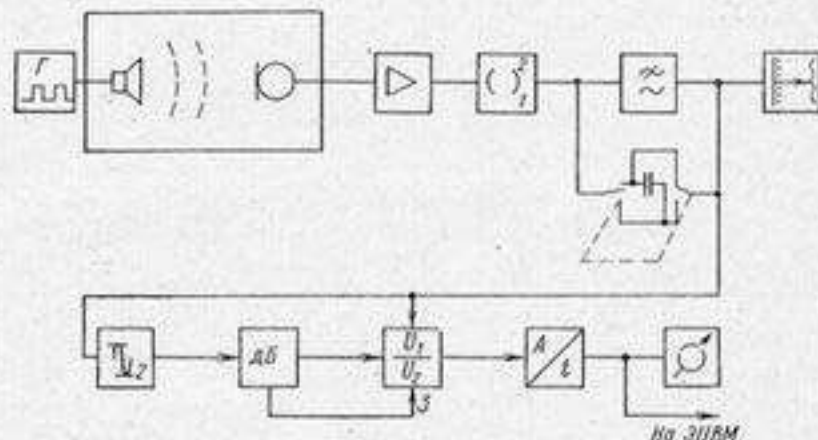


Рис. 6.26. Структурная схема установки для измерения времени реверберации.

1 — квадрат; 2 — фиксатор пиковых значений; 3 — компаратор.

в функции времени. Заметим, что из-за возведения сигналов в квадрат динамический диапазон регистрации времени реверберации оказывается вдвое меньше диапазона используемых самописцев. Одновременно с оценкой времени стандартной реверберации можно определять время раннего затухания, т. е. закон затухания сигнала на участке первых 10—15 дБ спада кривой реверберации, так как многие специалисты считают, что именно этот участок наилучшим образом характеризует свойства испытываемого помещения.

Для оценки времени раннего затухания выходной сигнал с интегрирующей цепи поступает в фиксатор пиковых значений. Селекторная схема пропускает на компаратор два сигнала, один — с уровнем 1 дБ (начало спада принимаем за 0 дБ), а другой — с уровнем 15 дБ. В компараторе оба сигнала сравниваются с меняющимся во времени выходным сигналом интегрирующей схемы, компаратор вырабатывает импульс, продолжительность которого пропорциональна времени затухания между —1 и —15 дБ. Этот импульс поступает на преобразователь время—напряжение. Напряжение, пропорциональное времени раннего затухания на вы-

ходе этого преобразователя, отсчитывается по стрелочному прибору.

Статистический подход позволяет использовать также метод оценки реверберационных свойств по огибающей корреляционной функции процесса, поступающего на вход приемника при использовании в помещении шумового сигнала.

Огибающая сигнала на выходе коррелятора в этом случае пропорциональна выражению.

$$R_{\tau} = e^{-\alpha_3 \tau},$$

где  $\tau$  — время задержки;  $\alpha_3$  — постоянная затухания (обратно пропорциональная времени реверберации).



Рис. 6.27. Структурная схема установки для оценки реверберационных кривых с помощью ЭЦВМ.

Поскольку скорость изменения задержки может выбираться небольшой, то корреляционная функция быстропротекающих процессов записывается на логарифмическом самописце уровней даже при малом времени реверберации.

Многочисленные расчеты, связанные с автоматической статистической обработкой реверберационных данных, лучше всего может обеспечить ЭЦВМ. Структурная схема для оценки установки для оценки реверберационных кривых с помощью ЭЦВМ показана на рис. 6.27.

Принимаемый сигнал имеет характер экспоненциального спада, подверженного значительным флуктуациям — отклонениям от среднего хода кривой спада, характеризующей диссипативные свойства измеряемого образца. Огибающая этого сигнала поступает на аналого-цифровой преобразователь, откуда в виде массива дискретных выборок — в оперативную память ЭЦВМ.

Массив чисел, характеризующих ход одной огибающей реверберационного сигнала (одной реализации), может быть представлен в виде

$$p_i = p_0 e^{-\alpha_3 \tau (i-1)}, \quad i = 1, 2, \dots, \quad (6.26)$$

где  $p_0$  — амплитуда максимальной выборки;  $p_i$  — амплитуда текущей выборки;  $\tau$  — интервал выборки, т. е. время между отдельными выборками;  $i$  — номер выборки.

Обработка реверберационных сигналов требует рационального определения числа выборок и количества реализаций. Избыточная информация, приводящая к увеличению объема вычислений, но малому приращению точности, неприемлема.

Так как реальные величины  $p_i$  не отвечают точно уравнению (6.26), то должна применяться обработка по методу наименьших

квадратов для определения значения  $\alpha_3$ , при известном  $\tau$  и  $n$  измеренных значений  $p_i$ .

Получается система уравнений

$$n \ln p_0 - \alpha_3 \tau \sum_{i=1}^n (i-1) = \sum_{i=1}^n \ln p_i.$$

Отсюда значение

$$\alpha_3 = \frac{6 \sum_{i=1}^n (n+1-2i) \ln p_i}{n(n^2-1)\tau}. \quad (6.27)$$

Для обеспечения надежности результатов программа наименьшей обработки предусматривает ограничение числа членов получаемого массива по уровню, превышающему помеху на заданную величину (с учетом возможностей оперативной памяти ЭЦВМ). Далее производится расчет по десяти реализациям (десяти реверберационным кривым) значений  $\alpha_3$  по формуле (6.27), находится

$\bar{\alpha}_3 = \sum_{i=1}^{10} \alpha_i / 10$ , определяется среднеквадратичное отклонение  $\sigma$ . Число реализаций для предварительных расчетов выбрано равным десяти, так как среднеквадратичное отклонение  $\sigma$  становится устойчивым начиная с 7—10 измерений.

Полученные данные позволяют машине в соответствии с программой прогнозировать необходимое число реализаций реверберационных кривых для получения заданной относительной погрешности, исходя из соотношения

$$n = E \left\{ \left( \frac{\sigma}{\bar{\alpha}_3} \frac{t_m}{\varepsilon} \right)^2 \right\} + 1,$$

где  $t_m$  — квантиль распределения Стьюдента с заданной достоверностью результата  $P$ ;  $E$  — целая часть от выражения в фигурных скобках.

Если результаты подсчета показывают значение  $n \geq 10$ , то автоматически производятся измерения нужного числа реализаций и вычисление нового значения  $\bar{\alpha}_3$ . Если  $n < 10$ , то значение  $\bar{\alpha}_3$  принимается для дальнейших расчетов, связанных с усреднением по частотному диапазону. Алгоритм определения частотной характеристики  $\alpha_3$  предусматривает переход к новому значению частоты. Полученные на 8—10 близких частотах значения  $\bar{\alpha}_3$  усредняются и используются для вычисления коэффициентов потерь или поглощения.

#### 6.3.4. Измерение коэффициента отражения образцов

В гидроакустике в основном определяют коэффициент отражения образцов.

В бассейнах и естественных водоемах в импульсном режиме сравнивают в одинаковых условиях отражение от испытываемых

и эталонных образцов тех же размеров (рис. 6.28). Для того чтобы исключить влияние нестабильности излучения, используется оценка по соотношению между прямым сигналом, поступающим на приемник, и отраженным сигналом.

Искомый коэффициент отражения  $\beta_x$  при линейной работе тракта равен

$$\beta_x = \frac{U_{n_x} U_x \beta_0}{U_{n_0} U_0},$$

где  $\beta_0$  — коэффициент отражения эталона;  $U_{n_0}$ ,  $U_{n_x}$  — напряжения прямого сигнала при измерении испытуемого образца и эталона;  $U_x$ ,  $U_0$  — напряжение отраженного сигнала образца и эталона.

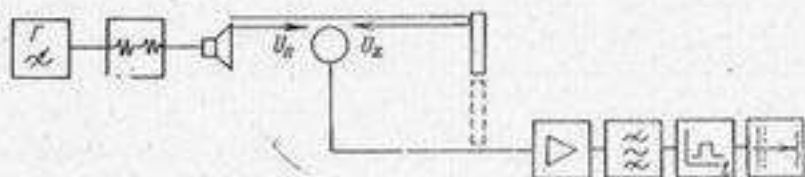


Рис. 6.28. Структурная схема импульсной установки для измерения коэффициента отражения плоских образцов.

Значение  $\beta_0$  для известного материала эталона в виде плоского образца находится расчетом.

Расстояние  $r$  между излучателем и образцом должно отвечать неравенству

$$r > \frac{2L^2}{\lambda},$$

где  $L$  — размеры образца;  $\lambda$  — длина волны в среде.

Размеры образца для снижения дифракционных эффектов должны быть более  $10-12\lambda$ .

Определение значения коэффициента отражения без эталона, с меньшим влиянием дифракционных эффектов и возможностью измерений при косом падении звука на образец может быть сделано интерферометрическим импульсным методом с помощью установки, показанной на рис. 6.29. Здесь осуществляется движение приемника непосредственно перед плоскостью образца на несколько длин звуковых волн. При этом приемник фиксирует минимумы  $p_{\min}$  и максимумы  $p_{\max}$  звукового давления.

Модуль коэффициента отражения образца  $\beta_x$  равен

$$\beta_x = \frac{p_{\max} - p_{\min}}{p_{\max} + p_{\min}}.$$

Фаза коэффициента отражения  $\varphi$  находится из выражения

$$\varphi = \pi - 2ky_1 \cos \theta,$$

где  $y_1$  — расстояние от образца до первого минимума;  $\theta$  — угол падения звука на образец.

В этом методе краевые дифракционные эффекты выражены слабее, чем в предыдущем, так как поле в районе расположения приемника формируется в основном центральной частью образца. Размеры образца могут составлять  $5-6\lambda$ , что позволяет проводить измерения на более низких частотах. Другие достоинства — не требуется проведения измерений с эталонным образцом и высокая точность при измерении малых коэффициентов отражения (в методе сравнения с эталоном точность наибольшая при больших коэффициентах отражения).

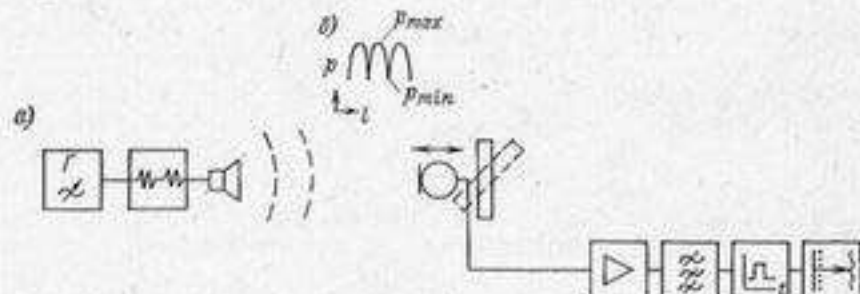


Рис. 6.29. Структурная схема установки для импульсных интерферометрических измерений (а) и образец записи (б).

Недостаток интерферометрического метода — необходимость передвижения приемника на каждой из частот, на которых производятся измерения.

### 6.3.5. Измерение акустического сопротивления образцов материалов и конструкций

Акустическое сопротивление  $z_a$  образцов материалов определяется выражением

$$z_a = z_a S,$$

где  $z_a$  — удельное акустическое сопротивление;  $S$  — площадь образца.

Удельное акустическое сопротивление определяется отношением звукового давления  $p$  в точке среды к колебательной скорости  $\xi$  в этой точке

$$z_a = \frac{p}{\xi}.$$

Для безграничной среды удельное акустическое сопротивление равно  $\rho c$ , где  $\rho$  — плотность среды, а  $c$  — скорость звука в среде.

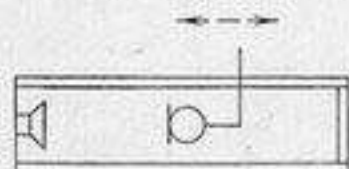
Поэтому для образцов больших волновых размеров определение акустического сопротивления сводится к измерениям плотности среды и скорости распространения в ней звука.

Для образцов малых волновых размеров, неоднородных или сложных конструкций удельное акустическое сопротивление имеет комплексный характер, определяемый наличием угла сдвига фаз между звуковым давлением и колебательной скоростью.

Измерение акустического сопротивления производится следующими методами:

- непосредственным измерением звукового давления и колебательной скорости в исследуемой точке;
- измерением в поле стоячих волн в трубах;
- сравнением с эталонным образцом, акустическое сопротивление которого известно;
- определением изменения электрического сопротивления электроакустического преобразователя, нагруженного на исследуемый образец.

При непосредственном измерении звукового давления и колебательной скорости в качестве приемника колебательной скорости



используют приемник градиента давления, который ориентируют максимумом чувствительности по нормали к измеряемой поверхности. При этом необходимо учитывать эффект ближней зоны, существенно больший для приемников этого типа, нежели для ненаправленных.

Рис. 6.30. Измерение акустического сопротивления образцов материалов в трубе.

Поле стоячих волн в трубе образуется при интерференции падающей волны и отраженной от испытуемого образца, помещаемого на конце трубы. Источник звука в начале трубы возбуждает гармонические колебания. Стенки трубы должны быть акустически жесткими. Диаметр трубы должен быть меньше длины звуковой волны в среде, заполняющей трубу. Вдоль оси трубы будет наблюдаться чередование максимумов и минимумов звукового давления.

Внутри трубы перемещается миниатюрный приемник звукового давления (рис. 6.30). Отсчет положения приемника производится от поверхности образца. Процесс измерения заключается в отыскании узла и пучности ближайших к образцу и измерении величин давления в этих точках.

Активная и реактивная составляющие акустического сопротивления определяются формулами

$$r_a = \frac{2p_{\max} p_{\min} \rho c}{(p_{\max}^2 + p_{\min}^2) - (p_{\max}^2 - p_{\min}^2) \cos kl'}$$

$$x_a = \frac{(p_{\max}^2 - p_{\min}^2) \rho c}{(p_{\max}^2 + p_{\min}^2) - (p_{\max}^2 - p_{\min}^2) \cos kl'}$$

где  $p_{\max}$ ,  $p_{\min}$  — звуковое давление в пучности и узле;  $l'$  — расстояние от образца до ближайшей пучности.

При этих измерениях поверхность образца должна быть плоской и расположенной нормально к оси трубы, положение приемника должно фиксироваться с точностью порядка  $0,03\lambda$ .

Применение методов сравнения с эталоном затруднено отсутствием эталонных акустических элементов: активного сопротивления, упругости или массы. На дискретных частотах могут быть использованы акустические трубы различной длины с жестким поршнем на конце.

Перспективным, особенно для относительных измерений акустического сопротивления, является метод реакции на источник звука, основанный на определении изменения электрического сопротивления электроакустического преобразователя, нагруженного на исследуемую среду. В этом методе измеряются только электрические величины, что позволяет обеспечить высокую точность и чувствительность отсчета, необходимую в связи с тем, что определению подлежат величины второго порядка малости.

#### § 6.4. ИЗМЕРЕНИЕ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТОСТРИКЦИОННЫХ КОНСТАНТ. ИЗМЕРЕНИЕ УПРУГИХ ПОСТОЯННЫХ

Для электроакустических преобразователей любых типов, широко используемых в акустике, важнейшими параметрами являются характеристики материалов, связывающие упругие и электрические их свойства. Так как многие из этих материалов анизотропны, то необходимо при измерениях учитывать направления, в которых производятся измерения. Для этой цели используют индексы. Индексы упругой деформации в направлении трех пространственных осей обозначаются 1, 2, 3, а для сдвиговых деформаций — 4, 5, 6. Механические свойства вещества описываются модулями упругости  $C_{ij}$  или упругой податливостью  $S_{ij}$ , характеризующими связь между упругими деформациями  $S$  и упругими напряжениями  $T$ .

В обозначениях упругих и электрических параметров материалов необходимо указывать, какой из упругих параметров поддерживался неизменным при определении электрических постоянных и какой из электрических параметров поддерживался неизменным при определении упругих параметров.

Для этого используют верхние индексы:  $S$  (или  $u$ ) — соответствует неизменной деформации,  $T$  (или  $\sigma$ ) — неизменному упругому напряжению,  $E$  — постоянной напряженности электрического поля,  $D$  — постоянной электрической индукции.

##### 6.4.1. Измерение пьезоэлектрических постоянных

К этим постоянным следует отнести коэффициент электромеханической связи  $k_{ij}$ , пьезомодуль  $d_{ij}$ , пьезоэлектрическую постоянную  $e_{ij}$  и другие аналогичные величины, которые связаны

с перечисленными, а также с упругими и электрическими постоянными определенными соотношениями.

Значение  $k_{ik}$  определяют обычно методом резонанса — антирезонанса (более точно называть его методом определения частот механического и электрического резонанса). Метод заключается в изготовлении соответствующим образом ориентированных образцов из исследуемого пьезоэлектрика, возбуждении их электрическим полем и определении частот резонанса и антирезонанса из получаемой частотной зависимости. На рис. 6.31, а, б приведены наиболее распространенные структурные схемы, использующиеся для этой цели.

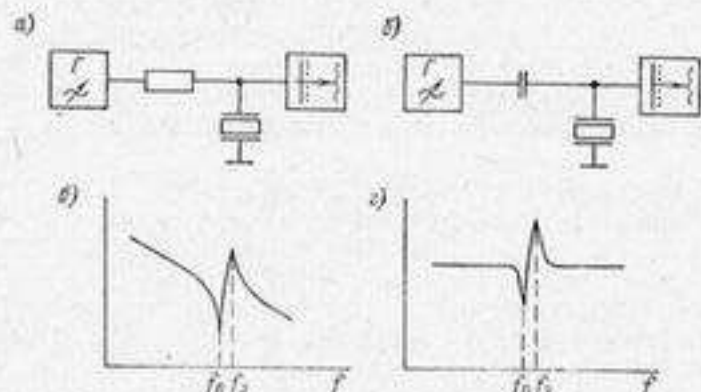


Рис. 6.31. Измерение частотной характеристики пьезопреобразователя в районе электрического и механического резонансов: а — с последовательным сопротивлением; б — с последовательной малой емкостью; в — частотная характеристика для схемы а; г — то же, для схемы б.

Значение последовательно включаемой емкости  $C_1$  должно быть существенно меньше собственной емкости преобразователя  $C_\Phi$ , а значение  $R$  удовлетворять неравенству

$$R \ll \frac{1}{\omega C_\Phi}$$

Величина коэффициента электромеханической связи для соответствующего вида колебаний (определяемого формой образца и условиями наведения электродов) равна

$$k_{ik}^2 = \frac{\pi^2}{4} \frac{\Delta f}{f_p} \left[ 1 + \frac{\pi-4}{4} \frac{\Delta f}{f_p} + \frac{\pi^2-4}{4} \frac{\pi^2}{4} \left( \frac{\Delta f}{f_p} \right)^2 + \dots \right], \quad (6.28)$$

где  $f_p$  — частота механического резонанса;  $\Delta f = f_s - f_p$  — разность частот электрического  $f_s$  и механического резонанса. Обычно достаточно первого члена ряда.

Коэффициент электромеханической связи определяет соотношение между квадратом пьезомодуля  $d_{ik}$  и произведением диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{ii}^T$  и упругой податливости  $S_{ik}^E$ :

$$k_{ik}^2 = \frac{d_{ik}^2}{\epsilon_{ii}^T S_{ik}^E}$$

Величина диэлектрической проницаемости при постоянном упругом напряжении  $\epsilon_{ii}^T$  находится путем измерения емкости  $C_0$ , площади  $S$  и толщины  $d$  образца на низких частотах:

$$\epsilon_{ii}^T = \frac{C_0 d}{S}$$

В связи с наличием в пьезоматериалах существенной анизотропии для определения резонансным способом необходимо проводить измерение на большом числе образцов различной формы.

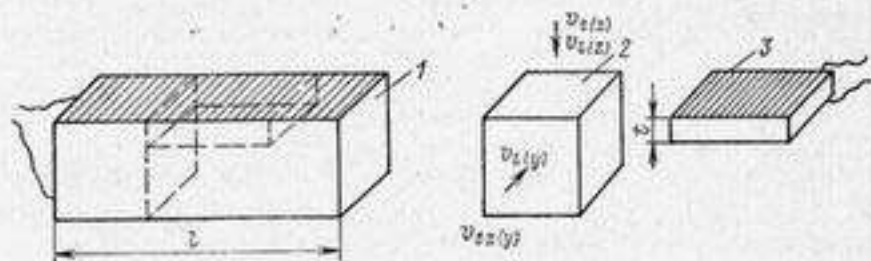


Рис. 6.32. Система образцов из пьезокерамики для определения упругих и пьезоэлектрических модулей.

Другой способ оценки параметров пьезоматериалов, разработанный Л. А. Яковлевым, основан наряду с резонансными измерениями, на определении скоростей продольных и поперечных волн в образцах в виде стержней, поляризованных в поперечном направлении, и пластин с направлением остаточной поляризации, перпендикулярным их основанию. Для получения полного набора упругих, диэлектрических и пьезоэлектрических параметров используются три специально изготавливаемые образца: стержень длиной  $L$  с квадратным сечением, поляризованный в поперечном направлении, кубик той же поляризации и пластина с направлением остаточной поляризации, перпендикулярным ее основанию. Из-за неоднородности различных партий и образцов пьезокерамики может быть применена такая процедура: изготавливается стержень  $1$ , на нем проводятся измерения, затем из него вырезается кубик  $2$  и пластина  $3$ , причем при изготовлении последней электроды наносятся на ее плоскости (рис. 6.32).

Система уравнений для расчета параметров может быть представлена в виде

$$\left. \begin{aligned} C_{44}^E &= \rho v_{lz}^2; & C_{11}^E &= \rho v_{ly}^2; & C_{66}^E &= \rho v_{lx}^2; & C_{33}^D &= \rho v_{lz}^2; & C_{44}^D &= \rho v_{ly}^2; \\ e_{15} &= \sqrt{\epsilon_{11}^E (C_{44}^D - C_{44}^E)}; & e_{33} &= \sqrt{\frac{\pi}{2} C_{33}^D \frac{f_p}{f_n} \operatorname{tg} \frac{\pi \Delta f}{2f_p}}; \\ C_{33}^E &= C_{33}^D - e_{33}^2 / \epsilon_{33}^E; & C_{13}^E &= \sqrt{C_{33}^E \frac{4S_{11}^E C_{66}^E (C_{11}^E - C_{66}^E) - C_{11}^E}{4C_{66}^E S_{11}^E - 1}}; \\ e_{31} &= \frac{2(d_{31} - e_{33} S_{13}^E)}{4S_{11}^E - S_{66}^E}; & S_{11}^3 &= \frac{1}{4\rho d_{p1}}; \\ d_{31} &= -\sqrt{\frac{\pi}{2} S_{11}^E \frac{f_{n1}}{f_{p1}} \left( \operatorname{ctg} \frac{\pi(f_{n1} - f_{p1})}{2f_{p1}} + \frac{\pi}{2} \frac{f_{n1}}{f_{p1}} \right)} \end{aligned} \right\} (6.29)$$

где  $C_{ik}^D$  — модули упругости при постоянной индукции;  $C_{ik}^E$ ,  $S_{ik}^E$  — модули упругости и упругой податливости при постоянном электрическом поле;  $e_{pk}$ ,  $d_{pk}$  — пьезоэлектрическая постоянная и пьезомодуль;  $\rho$  — плотность пьезоматериала;  $v_{l(z)}$ ,  $v_{l(y)}$  — скорости продольных волн в направлении  $z$  и  $y$ ;  $v_{lx(y)}$ ,  $v_{ly(x)}$  — скорости поперечных волн с поляризациями  $x$  и  $z$  для направления  $y$ ;  $f_p$ ,  $f_{p1}$ ,  $f_n$ ,  $f_{n1}$  — частоты механического и электрического резонансов для толщинных колебаний пластины и стержня соответственно;  $\epsilon_{33}^E$ ,  $\epsilon_{33}^D$  — значения диэлектрической проницаемости при постоянной деформации и постоянных механических напряжениях.

Диэлектрическая проницаемость при постоянной деформации определяется на частотах существенно более высоких, чем резонансная, а при постоянных механических напряжениях — на низких частотах — от 50 до 1000 Гц.

Таким образом, измеряются величины:  $f_n$ ,  $f_p$ ,  $f_{n1}$ ,  $f_{p1}$ ,  $\epsilon_{33}^E$ ,  $\epsilon_{33}^D$ ,  $v_{l(z)}$ ,  $v_{l(y)}$ ,  $v_{lx(y)}$ ,  $v_{ly(x)}$ ,  $e$  и  $\rho$ . Рассчитываются по приведенным формулам (6.29) величины  $C_{ik}^D$ ,  $C_{ik}^E$ ,  $l_{pk}$ ,  $d_{pk}$ ,  $S_{ik}^E$ .

Кроме того, по приведенным значениям упругих и пьезопостоянных могут быть найдены все остальные постоянные для этого класса веществ:  $S_{13}^E$ ,  $S_{23}^E$ ,  $S_{44}^E$ ,  $S_{66}^E$ ,  $d_{15}$ ,  $d_{33}$ ,  $k_{31}$ ,  $k_{33}$ ,  $k_{15}$ ,  $k_{11}$ ,  $g_{33}$ ,  $g_{31}$ ,  $g_{15}$ ,  $h_{33}$  и т. д.

Для измерений скорости звука, которые необходимо выполнять с высокой точностью, используется установка, показанная на рис. 6.33 и представляющая модификацию импульсно-фазового метода, описанного ранее.

Из непрерывных колебаний ультразвуковой частоты, возбуждаемых генератором с помощью модулятора, формируются два прямоугольных, сдвинутых относительно друг друга импульса. Поступая на излучатель они возбуждают в образце два цуга ульт-

развуковых волн, которые принимаются на противоположном конце образца приемником, усиливаются и поступают на осциллограф. Настройка прибора при измерении скорости производится регулированием емкости связи и затухания делителя. Задержка между импульсами регулируется так, чтобы импульсы, прошедшие через образец и импульсы, поступившие через емкость связи, совместились друг с другом. Изменением высокой частоты добиваются, чтобы они компенсировали друг друга, что четко наблюдается на экране осциллографа. Излучатель и приемник должны быть идентичными. Частоты совпадений  $f_n$  и  $f_{n+1}$  выбираются так, чтобы они были по разную сторону от частоты собственного резонанса излучателей  $f_{p_0}$ .

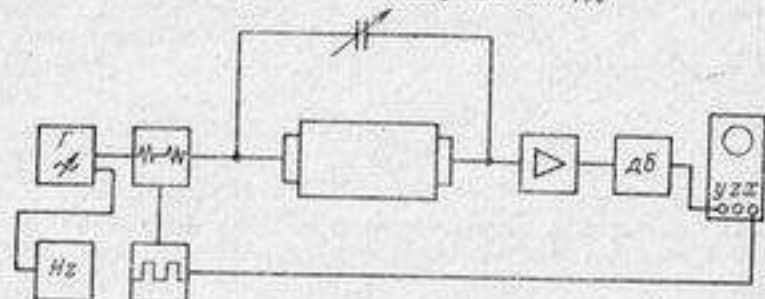


Рис. 6.33. Структурная схема установки для определения акустических характеристик образцов пьезокерамики.

Значение скорости звука в образце находится из формулы

$$v = \frac{L}{\left( \frac{f_n}{f_{n+1} - f_n} - \frac{z_1}{z_2} + 1,5 \right) \frac{1}{f_n} - \left( \frac{f_n - f_{p0}}{f_{p0} u} \right) \frac{z_1}{z_2}} \quad (6.30)$$

где  $z_2$  — удельное акустическое сопротивление материала — находится из приближенного выражения

$$z_2 = \rho L (f_{n+1} - f_n);$$

$z_1$  — удельное акустическое сопротивление излучателя (или приемника);  $z_1$  и  $f_{p_0}$  — постоянные установки.

Выражение в круглых скобках в формуле (6.30) округляется до ближайшего четного числа.

В связи с возможностью дисперсии диэлектрической проницаемости значения емкости целесообразно измерять на рабочей частоте методом замещения образцов эталонными конденсаторами.

#### 6.4.2. Измерение магнитоэлектрической постоянной

Эффективность магнитоэлектрического материала характеризуется параметром  $a\mu$ , где  $a$  — магнитоэлектрическая постоянная, а  $\mu$  — магнитная проницаемость материала.

Определение магнитострикционной постоянной материала производится путем измерения резонансных характеристик стержня, изготовляемого из исследуемого материала, по формуле

$$a = \sqrt{\frac{\omega_0 m}{2R_d Q}}$$

где  $\omega_0$  — угловая частота резонанса при колебаниях стержня в воздухе;  $m$  — число витков на стержне;  $Q$  — добротность стержня;  $R_d$  — динамическое сопротивление, определяется из выражения  $R_d = u^2/N_m$ ,  $N_m$  — мощность, излучаемая в воду.

Магнитострикционную постоянную  $a$  измеряют с помощью электромеханического моста переменного тока, в одно из плеч которого включена обмотка  $L_x$  исследуемого преобразователя (рис. 6.34).  $R_3$  представляет собой магазин сопротивлений, а  $C_4$  — магазин емкостей, вклю-

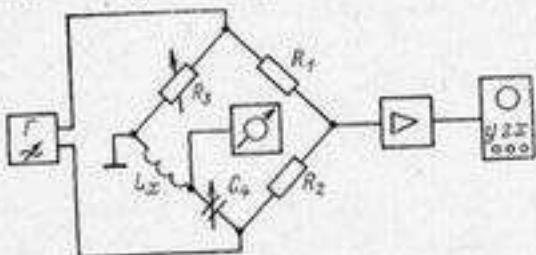


Рис. 6.34. Измерение магнитострикционной постоянной с помощью электромеханического моста.

чая и переменный конденсатор. При измерениях добиваются резонанса для данной частоты плеча, содержащего обмотку преобразователя и емкость, а затем осуществляют баланс с помощью набора сопротивлений  $R_3$ .

Значение  $R_3$  при условии, что  $R_1 = R_2$ , при балансе равно  $R_3$ . Значение реактивного сопротивления преобразователя равно  $X_3$

$$X_3 = \omega L_x = \frac{1}{\omega C},$$

где  $C$  отсчитывается по шкале конденсатора.

На основе значений  $X_3$  и  $R_3$  для частот выше и ниже частоты резонанса строят круговую диаграмму полного электрического сопротивления.

Построение выполняют следующим образом (рис. 6.35). По горизонтальной оси откладывают значения  $R_3$ , а по вертикальной —  $X_3$  для каждой измеренной частоты. Полученные точки будут расположены по окружности. Через центр окружности проводится прямая, параллельная горизонтальной оси. В точки  $A$  и  $B$  пересечения указанной прямой с окружностью из начала координат

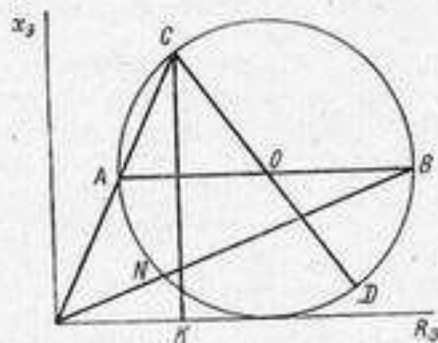


Рис. 6.35. Построение круговой диаграммы полного электрического сопротивления.

проводят прямые, пересекающие окружность в точках  $C$  и  $N$ . Из точки  $C$  через центр окружности проводится прямая, пересекающаяся с окружностью в точке  $D$ , и прямая, параллельная вертикальной оси, до пересечения с горизонтальной осью в точке  $K$ .

Полученные при построении круговой диаграммы данные характеризуют основные параметры преобразователя: ордината  $CK$  определяет  $X_3 = \omega L_x$ ; точка  $D$  соответствует частоте электрического резонанса  $f_e$ , точка  $K$  — частоте механического резонанса  $f_p$ . Величина динамической индуктивности

$$L_x = \frac{L_x}{\left(\frac{f_p}{f_e}\right)^2 - 1}$$

Магнитострикционная постоянная находится из выражения

$$a = f_e n \sqrt{\frac{m}{L_x}}$$

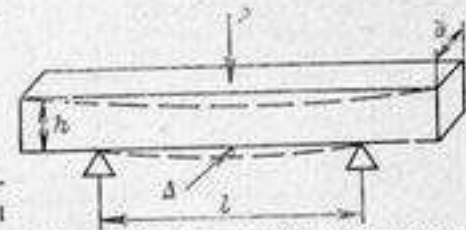


Рис. 6.36. Статический метод определения модуля Юнга.

где  $m$  — масса преобразователя (например, для тора  $m = 2\pi r_{cp} S_1 \rho$ ;  $r_{cp}$ ,  $S_1$  — средний радиус тора и его сечение;  $\rho$  — плотность материала тора;  $n$  — число витков обмотки возбуждения). Магнитострикционная постоянная зависит от величины тока поляризации, что надо иметь в виду, сопоставляя результаты, получаемые для одного и того же материала в различных условиях.

Упругие модули материалов определяются главным образом на основе измерения скорости звука (методами, описанными ранее) и плотности материала.

Так же может производиться определение упругих модулей в статическом режиме по прогибу образца  $\Delta$  под действием приложенной нагрузки  $P$  (рис. 6.36). Так, для модуля Юнга будет справедливо выражение

$$E_y^2 = \frac{Pl^3}{4bh^3 \Delta}$$

где  $l$  — расстояние между опорами;  $h$  — толщина образца;  $b$  — ширина образца.

### § 6.5. АКУСТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ, ВЫПУСКАЕМЫЕ ПРОМЫШЛЕННОСТЬЮ

**Шумомер** — прибор для определения уровня звука или шума с характеристиками, определенными ГОСТ 17187—71 и стандартом СЭВ РС—1873—69, а также международным стандартом IEC R/179(1973).

Шумомер обычно имеет частотные  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  (рис. 6.37) и временные  $F$  (fast — быстро),  $S$  (slow — медленно) и  $I$  (impuls — импульс) характеристики.

**Шумомер** — портативный автономный прибор в основе состоит из микрофона, усилителя, цепи коррекции и индикатора. Чаще всего предусматривается возможность подключения фильтров для октавного или 1/3-октавного анализа. В СССР выпускаются шумомеры ИВШ-1, Ш-71, ШМ-1.

**Дозиметр** — прибор для определения длительности воздействия шума, уровень которого превышает заданный. Возможно также определение дозы облучения шумом в процентах от допустимой дозы за рабочее время. Это компактный автономный прибор, который закрепляется на одежде, и таким образом оценивают шум, действующий на рабочего при всех его передвижениях.

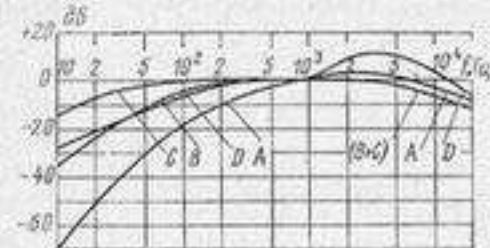


Рис. 6.37. Нормированные частотные характеристики шумомера.

**Образцовые источники шума.** Источники с нормированными характеристиками, бывают аэродинамические типа ИОШ-1 (уровень 80 дБ отн.  $10^{-12}$  Вт), 4204 (уровень звуковой мощности 70 дБ отн.  $10^{-12}$  Вт) и электродинамические типа 4205 (до 100 дБ отн.  $10^{-12}$  Вт).

**Стандартная ударная машина.** Это источник ударного шума, имитирующий ходьбу и удары по перекрытиям зданий. Характеристики этих машин установлены ГОСТ—15116—79. Основан на свободном падении молоточков на перекрытия под действием силы тяжести. Металлические молоточки закрыты наконечниками из резины.

Кроме того, промышленность выпускает измерительные микрофоны, виброприемники, гидрофоны, импедансные головки, описанные ранее.

Акустические измерительные тракты комплектуются также из разнообразной электронной аппаратуры, выпускаемой промышленностью: генераторов электрических колебаний на широкий диапазон частот, усилителей, фильтров, спектрометров, магнитофонов, логарифмических самописцев уровней, корреляторов, различной импульсной аппаратуры. Описание этих приборов можно найти в многочисленных справочных изданиях.

Рассмотрим несколько типов электронных приборов, специально предназначенных для проведения разнообразных акустических измерений.

**Самописец уровней.** Это прибор для регистрации сигналов в линейном или логарифмическом масштабе в диапазоне частот от 0 до 250 кГц при динамическом диапазоне, достигающем 75 дБ. Регистрация производится на движущейся бумажной ленте пером с чернилами или на покрытой воском поверхности ленты корундовой иглой. Применение иглы, не требующей регулировки при

включении и выключении, позволяет использовать самописцы в автономных автоматических системах.

Структурная схема типового самописца уровней (рис. 6.38) представляет электронный мост, самобалансирующийся благодаря электромеханической обратной связи. Регистрируемое напряже-

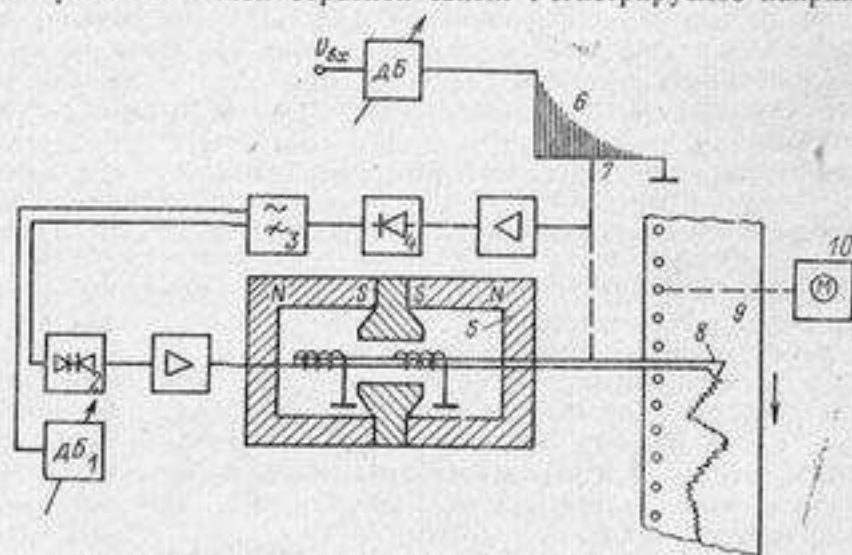


Рис. 6.38. Структурная схема самописца уровней.

1 — регулировка скорости пера; 2 — балансный каскад; 3 — фильтр высоких частот; 4 — детектор; 5 — серводвигатель; 6 — функциональный потенциометр; 7 — подвижный контакт потенциометра; 8 — перо самописца, механически связанное с контактом потенциометра; 9 — движущаяся бумажная лента; 10 — электропривод движения бумаги.

ние сигнала поступает на сменный потенциометр, подвижный контакт которого механически связан с движущимся элементом серводвигателя. Сигнал усиливается и подвергается детектированию, причем может выделяться пиковое, среднеквадратичное и среднее во времени значение его огибающей. Выпрямленный сигнал поступает на балансный каскад, на который подается также постоянное напряжение от внутреннего источника напряжения противоположного знака, чем напряжение сигнала. Разность этих напряжений после усиления прикладывается к обмотке серводвигателя и перемещает его подвижную часть в направлении, определяемом знаком разности напряжений.

Серводвигатель представляет собой магнитоэлектрическую систему, в которой поступательное движение подвижной части вызвано взаимодействием магнитного поля и тока, протекающего по обмотке. Вторая обмотка серводвигателя служит для изменения скорости пера. Подвижная система серводвигателя сбалансирована на определенную величину сигнала (10 мВ) на входе усилителя переменного тока.

При отсутствии измеряемого сигнала преобладающее в балансном каскаде напряжение от внутреннего источника вызывает пере-

мещение пера самописца в крайнее положение шкалы (на движущейся ленте). При наличии сигнала на вход балансного усилителя поступают два напряжения противоположной полярности. Их разность после усиления действует на серводвигатель, приводя его подвижную систему в движение в направлении уменьшения сигнала на выходе потенциометра до значения, соответствующего балансу схемы. При достижении баланса система останавливается и перо, механически связанное с ней, показывает отклонение на ленте, определяемое характером распределения по секциям сопротивлений, составляющих входной потенциометр. Время установления баланса составляет доли секунды (поэтому самописец регистрирует значения огибающей акустического сигнала, и не может зафиксировать быстропротекающие изменения самого звукового сигнала).

Применяются линейные потенциометры, обеспечивающие отклонение пера самописца, пропорциональное напряжению, и логарифмические, обеспечивающие отклонение пера, пропорциональное логарифму измеряемого напряжения сигнала. Кроме того, потенциометры рассчитываются на определенный динамический диапазон (25, 50 и 75 дБ), что позволяет правильно выбрать масштаб записи на движущейся ленте (при оценке малых изменений сигнала пользуются потенциометром на 25 дБ, чаще всего потенциометром на 50 дБ).

Лента для записи на самописце может передвигаться с разной скоростью, соответствующей различным масштабам времени на горизонтальной оси. Самописцы снабжают рядом регулировок, позволяющих выбирать условия записи сигналов: скорости движения пера, его инерционности, фильтрации низких частот (часто являющихся помехами при записи). Приборы этого типа снабжаются также валами отбора мощности для привода системы изменения частоты генераторов, настройки анализаторов, для поворота преобразователей при снятии характеристик направленности. Выпускаются двухкоординатные и двухканальные самописцы уровней, что позволяет расширить диапазон их использования при акустических исследованиях.

**Измерительные магнитофоны.** В отличие от самописцев уровней при магнитной записи можно регистрировать не огибающую, а сам сигнал. Кроме того, записанные данные можно многократно воспроизводить, что позволяет осуществлять разнообразный анализ, не повторяя эксперимента.

С помощью магнитной записи возможна регистрация нестационарных, кратковременных и однократных процессов и при работе в полевых условиях.

Однако бытовые магнитофоны непригодны для измерительных целей, они не обеспечивают количественных соотношений (по частоте, амплитуде и фазе) при записи и воспроизведении сигналов.

Измерительные магнитофоны выпускаются в ограниченном ассортименте. Это, как правило, портативные двух-четырёхканаль-

ные устройства с использованием частотной модуляции. Один из каналов используется для речевого сопроводительного текста, синхронного с измерениями и отражающего условия их проведения (в самописцах условия записываются вручную на ту же ленту, что и измеряемые данные).

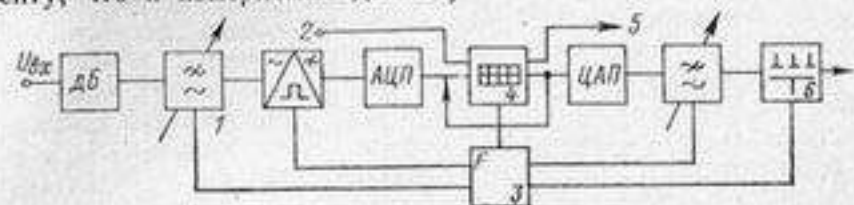


Рис. 6.39. Структурная схема цифрового регистратора акустических сигналов. 1 — блок выборки сигналов; 2 — цифровой вход; 3 — блок синхронизации и управления частотой записи и воспроизведения; 4 — электронная память (процессор); 5 — цифровой выход; 6 — буферная аналоговая память.

Обычно в измерительных магнитофонах предусматривается набор различных скоростей для протяжки магнитной ленты при записи и воспроизведении. Это позволяет осуществлять транспонирование частот, т. е. перенос низкочастотных составляющих процесса в рабочий диапазон анализирующих приборов.

Диапазон частот работы измерительных магнитофонов от самых низких — до 10—15 кГц. Измерительные магнитофоны снабжаются указателями уровня, перегрузки и другими регулировками, обеспечивающими неискаженную запись и воспроизведение звуковых колебаний от любого вида приемников — микрофонов, гидрофонов и акселерометров.

**Цифровой регистратор.** Следует указать на перспективность развития средств регистрации акустических сигналов в цифровой форме, обеспечивающей наименьшую зависимость от числа воспроизведений и времени хранения.

Рассмотрим особенности электронного цифрового регистратора, предназначенного для регистрации и воспроизведения кратковременных процессов. Структурная схема регистратора показана на рис. 6.39. Она содержит фильтр нижних частот, устройство выборки дискретных данных, аналого-цифровой преобразователь, электронную память, цифроаналоговый преобразователь и необходимые блоки управления. В режиме записи дискретные значения сигнала вводятся в память, представляющую собой набор регистраторов сдвига, где циркулируют с частотой выборки. При воспроизведении сигналы из памяти направляются в цифроаналоговый преобразователь, но уже с частотой, определяемой заданием на транспонирование. После цифроаналогового преобразования и прохождения сглаживающего фильтра нижних частот сигнал в аналоговом виде поступает на выход. Предусмотрен также выход в цифровой форме. Память цифрового регистратора может достигать 10 240 двухразрядных слов. Динамический диапазон регистратора составляет 48 дБ. Частота выборки при записи

может изменяться до  $10^5$  выборок в секунду, что соответствует частотному диапазону регистрируемых сигналов до 25 кГц. Частота воспроизводимых сигналов может достигать 125 кГц.

**Цифровой кассетный магнитофон.** Кассетный двухдорожечный измерительный магнитофон позволяет регистрировать на каждую дорожку до 250 000 восьмиразрядных сигналов. Он снабжен системой быстрого отыскания нужной информации. Запись осуществляется путем фазовой модуляции. Предусматривается различная скорость записи и воспроизведения. В комплекте с цифровым регистратором цифровой кассетный магнитофон может фиксировать и надежно, долговременно хранить и воспроизводить полную информацию о многих акустических процессах и явлениях.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Баранов В. М. Ультразвуковые измерения в атомной технике. М., Атомиздат, 1976.
2. Блинова Л. П., Колесников А. Е., Ланганс Л. Б. Акустические измерения. М., Изд-во стандартов, 1971.
3. Боббер Р. Гидроакустические измерения. Пер. с англ./Под ред. А. Н. Голеникова. М., Мир, 1974.
4. Дворишин В. В., Кузнецов Л. И. Радиотехнические измерения. М., Сов. радио, 1978.
5. Домаркас В. И., Кажис Р. Ю. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. Вильнюс, изд-во Минтис, 1975.
6. Голографические неразрушающие исследования. Пер. с англ. под ред. В. А. Карасева. М., Машиностроение, 1979.
7. Ключик И. И., Колесников А. Е. Акустические измерения в судостроении. Л., Судостроение, 1982.
8. Колесников А. Е. Ультразвуковые измерения. М., Изд-во стандартов, 1982.
9. Лелендиц Л. Ф. Акустика. М., Высшая школа, 1978.
10. Мирский Г. Я. Радиоэлектронные измерения. М., Энергия, 1969.
11. Новиков Б. К., Руденко О. В., Тимошенко В. И. Нелинейная гидроакустика. Л., Судостроение, 1981.
12. Новиков А. К. Корреляционные измерения в корабельной акустике. Л., Судостроение, 1971.
13. Осипов Г. Л., Лопашев Д. З., Федосеева Е. Н. Акустические измерения в строительстве. М., Стройиздат, 1978.
14. Приборы и системы для измерения вибрации, шума и удара. Справочник. В 2-х кн./Под ред. В. В. Клюева. М., Машиностроение, 1978.
15. Применение цифровой обработки сигналов. Пер. с англ./Под ред. А. М. Рязанцева. М., Мир, 1980.
16. Рабинович С. Г. Погрешности измерений. Л., Энергия, 1978.
17. Справочник по акустике/Под ред. М. А. Сажокова. М., Связь, 1979.
18. Справочник по гидроакустике. Л., Судостроение, 1982.
19. Справочник по технической акустике. Пер. с нем./Под ред. М. Хекла. Х. Мюллера. Л., Судостроение, 1980.
20. Справочник по судовой акустике/Под ред. И. И. Ключкина и И. И. Боголенова. Л., Судостроение, 1978.
21. Тюрин А. И., Тарнов Э. С., Сташкевич А. П. Гидроакустические измерения в океанологии. Л., Гидрометеоиздат, 1972.
22. Фремке А. В. Телезмерения. М., Высшая школа, 1975.
23. Харкевич А. А. Линеиные и нелинейные системы. М., Наука, 1973.
24. Шутлов В. А. Основы физики ультразвука. Л., Изд. Ленингр. ун-та, 1980.

## АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автоматизация акустических измерений 145
- Акустический зонд 42
- Акустический сигнал 61—63
- Акустическое отношение 57, 181
- сопротивление 13, 237
- течение 33, 38
- Амортизация 50, 60
- Анализатор 163
- Аналоговая обработка сигналов 163
- Аналоговое интегрирование и дифференцирование 153
- Аналоговые средстел спектрального анализа 167, 168
- Бегущая волна 55
- Белый шум 65
- Ближнее звуковое поле 131
- Быстрое преобразование Фурье 171
- Взаимная корреляционная функция 177
- спектральная плотность 167
- Вибрация 42, 122, 125
- Виброметр 44
- Виброприемник 122
- Возводный эффект 221, 223
- Воющий тон 66
- Время стандартной реверберации 81, 226
- установления колебаний 161
- Входное сопротивление 142
- Гармоника 40, 144
- Гармонический сигнал 63
- Гауссово распределение 194
- Генератор 88
- Гидроакустическая измерительная труба 58
- Гидроакустический бассейн 59
- Гистограмма 196
- Градуировка 87
- Градуировка измерительных преобразователей 89, 96, 99
- Громкоговоритель 16
- Гулкая камера 53
- Дальнее звуковое поле 131
- Двухступенчатая градуировка 93
- Децибел напряжения (децибел) 10, 107
- Децибел 90
- Джоуль 13
- Диск Рэлея 5
- Дискретизация 169
- Дистанция 57, 104, 130
- Дифракционная постоянная 84
- Дифракция 81
- Диффузное звуковое поле 53
- Диэлектрическая проницаемость 14, 241
- Дилятметр 34
- Диполь 73
- Длина звуковой волны 13
- Добротность 113, 215
- Доиметр шума 246
- Единица физической величины 13
- Емкость между обкладками преобразователя 21
- Задержка времени 178
- Замещение 98
- Затухание звука 5, 228
- Звук 16, 18, 97, 202
- Звуковая волна 45
- Звуковая мощность 13
- Звуковое давление 15, 22, 36, 221
- поле 33
- Звукоагломерационная камера 50
- Звукоизоляция 82, 224
- Звукопоглощение 226
- Звукопрозрачность 226
- Измерение интенсивности звука 36
- КПД 137, 140
- мощности звука 137
- Измерительная труба 49
- Измерительные излучатели и приемники 15
- Измерительный магнитофон 248
- объем 48
- Импеданс 236
- Импедансная головка 48
- Импульсные методы измерений 67, 206, 216
- Импульсный сигнал 67
- Интерференция 78
- Интенсивность звука 5
- Интервал корреляции 65
- Интерферометрические методы измерений 205, 215
- Инфразвук 116
- Искажения 143
- Источник звука 16, 246
- Кавитация 39—42
- Калинометр 41
- Калибровка 87, 95
- Калориметрические методы 34
- Камера малого объема 114
- Квантование 169
- Калиновидная звукопоглощающая конструкция 51
- Колебания 43
- Колебательная скорость 44
- Колебательное смещение 43
- ускорение 44
- Кольцевой метод 211
- Коррелометр 182
- Корреляционная функция 178
- Корреляционный анализ 177
- Коэффициент взаимности 22, 99
- звукопрозрачности 224
- отражения 235
- концентрации 21, 133
- поглощения 212—219
- потерь 229
- Пуассона 223
- электромеханической связи 21
- электромеханической трансформации 20
- Красовый эффект 82
- Крутизна спада фильтра 161
- Кулон 14
- Лазерная интерферометрия 123
- Линейная частота 13
- Логарифмирование сигналов 151
- Логарифмическое гауссово распределение 195
- Логарифмический масштаб 82

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<p>Магнитная проницаемость 243                  Манифестационная постоянная 243                  Метод микроскопа 122                    — оптического наложения 210                    — прямого подсчета 206                    — суперпозиции 207                    — трех преобразователей 101                    — пьезоэлектрической компенсации 119                    — электродинамической компенсации 118                  Механический резонанс 27, 29, 30                  Механическое сопротивление 126                  Микрофон 18                  Модуль сдвига 202                    — упругости 242                    — Юнга 222, 245                  Мощность источника звука 138</p> <p>Направленные приемники и излучатели звука 71                  Нелинейные искажения 143                  Нормированная взаимная корреляционная функция 178                  Нормированная корреляционная функция 178                  Нуль-индикатор 120                  Нуль-орган 120                  Ньютон 13</p> <p>Образцовый источник шума 16, 246                    — преобразователь 20                  Одновременный анализ 163                  Октавный анализ 162                  Оптические методы измерений 43, 202                  Основная мода колебаний 241                  Острота направленности характеристики направленности 73                  Острота направленного действия 72                  Ось характеристики направленности 76                  Отношение сигнал/помеха 9</p> <p>Параметр взаимности 22, 99                  Параметрический излучатель 31                    — приемник 32                  Паскаль 13                  Периодический сигнал 175                  Пистонфон 17, 116                  Плоская волна 49, 100                  Плотность 21, 242                    — вероятности случайной величины 193                    — звуковой энергии 13                  Поглощение 212                  Погрешность измерений 77, 78                  Помеха 57, 157                  Полигон 196                  Пондеромоторная сила 117, 215                  Поперечная волна 43                  Последовательный анализ 165                  Постоянная времени затухания 216, 234                  Постоянная полоса пропускания 162                    — относительная полоса пропускания 162                  Приемник вибраций 47                    — звука 18                    — силы 48                  Принцип взаимности 8, 99                  Преобразователь 15                  Продольная волна 42                  Процесс 155                    — быстрого преобразования Фурье 171                  Пьезомодуль 239                  Пьезоэлектрическая постоянная 239                  Пьезоэлектрический модуль 13, 21</p> <p>Радиометр 37                  Разрешающая способность 161                  Распределение Гаусса 194                    — Рэлея 195                  Реверберация 216, 228                  Реверберационная камера 53                  Резонансная частота 27                  Резонансные методы 215</p>	<p>Самозамкнутость 108                  Самописец уровней 246—248                  Свободное поле 135                  Сигналообразующий сигнал 63                  Сквозная градуировка 89                  Скорость звука 21, 202                    — колебания частиц 44                  Скорость продольных волн 203                  Сличение 97                  Случайные процессы 65, 166                  Спектр сигнала 160                  Спектральный анализ 160                    — уровней 176                  Спектрометр 163                  Стабилизация акустических сигналов 147                  Стационарный случайный сигнал 65                  Стандартная ударная машина 47                  Статистический анализ 192                  Столб колеблющейся жидкости 121                  Стоячая волна 238                  Сурьонтерференция 12                  Суммирование и вычитание сигналов 149                  Сферическая волна 100</p> <p>Точечный источник звука 71                  Третьооктавный анализ 160                  Угловая частота 13                  Угол раствора 72                  Удельное акустическое сопротивление 237                  Ультразвук 30                  Умножение и деление сигналов 150                  Упругая деформация 239                    — податливость 239                  Упругие постоянные 242                  Уровень звукового давления 90</p> <p>Фаза 205                  Фильтр 160                  Функция распределения случайной величины 193</p> <p>Характеристика направленности 129                  Характеристика направленности в полосе частот 74</p> <p>Цилиндрическая волна 100                  Цифровая обработка сигналов 169                    — электроинформационная техника 154                  Цифровой кассетный магнитофон 250                  Цифровой регистратор 249                  Цифровые фильтры 173</p> <p>Чувствительность в режиме излучения 15                  Чувствительность в режиме приема по полю 15                  Чувствительность в режиме приема по давлению 15</p> <p>Ширина максимума характеристики направленности 73                  Ширина полосы пропускания 160                    — спектра 68                  Шум моря 63                  Шумовой сигнал 65                  Шумомер 245—247</p> <p>Эквивалентная электрическая схема 20                  Эквивалентная электроакустическая схема 20                  Эквивалентный шум 27                  Электретный микрофон 19                  Электрическая градуировка 91                    — калибровка 95                  Электрические параметры преобразователей 141                  Электрический резонанс 240                  Электрическое сопротивление 141                  Электроакустический преобразователь 16, 19, 141                  Электростатический метод градуировки 117                  Эффект Доплера 63</p>	<p>3                  4                  13                  13                  15                  16                  18                  19                  27                  29                  30                  33                  33                  34                  34                  36                  37                  39                  39                  40                  41                  42                  42                  43                  44                  44                  45                  45                  47                  47                  48                  48                  49                  50                  53                  253</p>
<p>Предисловие . . . . .</p> <p>Введение . . . . .</p> <p>Глава 1. Общие вопросы акустических измерений . . . . .</p> <p>  § 1.1. Единицы физических величин, используемые при акустических измерениях . . . . .</p> <p>  § 1.2. Измерительные излучатели и приемники звукового давления . . . . .</p> <p>    1.2.1. Измерительные излучатели звука в воздухе . . . . .</p> <p>    1.2.2. Измерительные приемники звука в воздухе . . . . .</p> <p>    1.2.3. Измерительные излучатели и приемники в жидкостях . . . . .</p> <p>    1.2.4. Эквивалентные шумы пьезоприемников . . . . .</p> <p>    1.2.5. Дисковые и пластинчатые измерительные преобразователи . . . . .</p> <p>    1.2.6. Параметрические излучатели и приемники ультразвуковых колебаний . . . . .</p> <p>  § 1.3. Измерение мощности, интенсивности звука и плотности звуковой энергии . . . . .</p> <p>    1.3.1. Термоэлектрические приемники мощности . . . . .</p> <p>    1.3.2. Калориметрические методы измерения мощности . . . . .</p> <p>    1.3.3. Дилатометрический метод измерения мощности и интенсивности . . . . .</p> <p>    1.3.4. Определение мощности и интенсивности на основе измерения звукового давления . . . . .</p> <p>    1.3.5. Радиометры . . . . .</p> <p>  § 1.4. Измерение характеристик кавитирующей жидкости . . . . .</p> <p>    1.4.1. Основные характеристики кавитирующей жидкости . . . . .</p> <p>    1.4.2. Оценка эффективности кавитации по интенсивности кавитационного шума . . . . .</p> <p>    1.4.3. Оценка эффективности кавитации по величине эрозии . . . . .</p> <p>    1.4.4. Оценка эффективности кавитации по звукохимическим процессам . . . . .</p> <p>  § 1.5. Измерение вибрации твердых тел . . . . .</p> <p>    1.5.1. Приемники колебательного смещения . . . . .</p> <p>    1.5.2. Приемники колебательной скорости . . . . .</p> <p>    1.5.3. Приемники колебательного ускорения . . . . .</p> <p>    1.5.4. Воздействие приемников вибрации на колеблющуюся поверхность . . . . .</p> <p>    1.5.5. Крепление виброприемников к колеблющейся поверхности . . . . .</p> <p>    1.5.6. Измерительные возбудители звуковых колебаний в твердых телах . . . . .</p> <p>    1.5.7. Измерение мощности, передаваемой вибрациями . . . . .</p> <p>Глава 2. Обеспечение условий акустических измерений . . . . .</p> <p>  § 2.1. Измерительные объемы в воздухе и воде. Методы оценки их характеристик . . . . .</p> <p>    2.1.1. Измерительные трубы . . . . .</p> <p>    2.1.2. Заглушенные камеры . . . . .</p> <p>    2.1.3. Реверберационные камеры . . . . .</p>		

2.1.4. Производственные помещения	57
2.1.5. Измерения на открытом воздухе (в открытых пространствах)	57
2.1.6. Гидроакустические измерительные трубы	58
2.1.7. Измерительные гидроакустические бассейны	59
2.1.8. Измерения в естественных водоемах и море	60
2.1.9. Измерительные объемы в твердых телах	61
§ 2.2. Характеристики акустических сигналов	61
2.2.1. Синусоидальный (гармонический) сигнал	63
2.2.2. Белый шум	65
2.2.3. Импульсный режим	67
2.2.4. Сложение акустических сигналов	68
§ 2.3. Режимы работы при акустических измерениях	69
§ 2.4. Использование направленных приемников и излучателей звука в замкнутых объемах и при натурных измерениях	71
2.4.1. Параметры, используемые для оценки направленных свойств преобразователей	72
2.4.2. Характеристики направленности в полосе частот	74
2.4.3. Применение направленных систем при акустических измерениях	76
§ 2.5. Учет явлений интерференции и дифракции звука при постановке акустических измерений	78
2.5.1. Интерференционные явления	78
2.5.2. Дифракционные явления	81
2.5.3. Учет явлений дифракции при измерении коэффициента поглощения образцов в реверберационных камерах	81
2.5.4. Учет дифракции при измерении звукоизоляции образцов материалов в виде пластин	82
2.5.5. Дифракционные постоянные приемников и излучателей звука	84
2.5.6. Влияние на результаты измерений дифракции и интерференции на элементах крепления	87
<b>Глава 3. Градуировка измерительных преобразователей</b>	<b>87</b>
§ 3.1. Градуировка электроакустических измерительных трактов. Электрическая градуировка трактов	87
3.1.1. Схемная градуировка приемного измерительного тракта	89
3.1.2. Электрическая градуировка измерительного тракта	91
3.1.3. Двухступенчатая градуировка	93
3.1.4. Калибровка измерительных трактов	95
§ 3.2. Градуировка приемников и излучателей звука сравнением с образцовым преобразователем	96
3.2.1. Градуировка приемников звука сравнением	97
3.2.2. Градуировка методом замещения	98
§ 3.3. Градуировка электроакустических преобразователей на основе принципа взаимности	99
3.3.1. Принцип взаимности	99
3.3.2. Градуировка методом трех преобразователей	101
3.3.3. Градуировка на основе самовзаимности	108
§ 3.4. Градуировка путем измерения электрического сопротивления в воде и воздухе	110
3.4.1. Градуировка в камере малого объема	114
3.4.2. Градуировка в камере большого объема	116
§ 3.5. Градуировка методом пистонфона	117
§ 3.6. Градуировка микрофонов электростатическим методом и пьезокомпенсации	118
3.6.1. Метод электростатической компенсации	118
3.6.2. Метод пьезоэлектрической компенсации	119

§ 3.7. Градуировка в столбе колеблющейся жидкости	121
§ 3.8. Градуировка приемников вибраций	122
3.8.1. Градуировка приемников вибрации методом взаимности	125
<b>Глава 4. Измерение характеристик и параметров акустических излучателей и приемников</b>	<b>128</b>
§ 4.1. Измерение частотных характеристик чувствительности	128
§ 4.2. Измерение характеристики направленности и коэффициента концентрации преобразователей	129
4.2.1. Измерение характеристики направленности	129
4.2.2. Определение коэффициента концентрации	133
§ 4.3. Измерение акустической мощности и КПД электроакустических преобразователей	137
4.3.1. Определение акустической мощности на основе измерения звукового давления	137
4.3.2. Определение излучаемой мощности подводных излучателей по измерениям в воздухе и жидкости	138
4.3.3. Определение электроакустического КПД излучателей звука	140
§ 4.4. Измерение электрических параметров электроакустических преобразователей	141
4.4.1. Измерение нелинейных искажений	143
§ 4.5. Автоматизация акустических измерений с целью повышения точности и надежности результатов	145
4.5.1. Получение зависимостей измеряемой акустической величины от частоты, температуры, статического давления	145
4.5.2. Стабилизация акустических величин	147
4.5.3. Аналоговые методы выполнения вычислительных операций	149
4.5.3.1. Суммирование и вычитание	149
4.5.3.2. Умножение и деление	150
4.5.3.3. Логарифмирование сигналов	151
4.5.3.4. Дифференцирование и интегрирование	153
4.5.4. Применение цифровой электронной вычислительной техники при акустических измерениях	154
<b>Глава 5. Анализ измеряемых сигналов</b>	<b>157</b>
§ 5.1. Методы выявления сигналов при наличии помех	157
§ 5.2. Основные положения спектрального анализа	160
5.2.1. Характеристики фильтров	160
§ 5.3. Спектральный анализ сигналов аналоговыми средствами	163
5.3.1. Особенности последовательного анализа	165
5.3.2. Особенности одновременного анализа	166
5.3.3. Измерение взаимной спектральной плотности сигналов	167
5.3.4. Спектральный анализ случайных процессов	168
§ 5.4. Спектральный анализ сигналов методами и средствами цифровой обработки	169
5.4.1. Дискретизация и квантование непрерывных сигналов	169
5.4.2. Специализированные процессоры быстрого преобразования Фурье	171
5.4.3. Цифровые фильтры	173
5.4.4. Выбор вида спектрального анализа	175
§ 5.5. Корреляционный анализ сигналов	177
5.5.1. Основные понятия	177
5.5.2. Типовые корреляционные анализаторы	182
5.5.3. Измерение акустического отношения корреляционным методом	184

5.5.4. Выделение слабого гармонического сигнала на фоне помех, имеющих шумовой характер . . . . .	185
5.5.5. Определение значимости шума отдельных источников в общем звуковом поле . . . . .	186
5.5.6. Измерение акустических характеристик образцов материалов корреляционным методом . . . . .	189
5.5.7. Определение скорости звука и вида звуковых колебаний в конструкциях . . . . .	191
§ 5.6. Статистический анализ сигналов . . . . .	192
5.6.1. Гауссово распределение . . . . .	194
5.6.2. Логарифмически гауссово (нормальное) распределение . . . . .	195
5.6.3. Распределение Рэлея . . . . .	196
5.6.4. Представление результатов статистического анализа . . . . .	196
5.6.5. Аппаратурные методы проведения статистического анализа акустических процессов . . . . .	197
Глава 6. Измерение акустических характеристик материалов . . . . .	202
§ 6.1. Методы измерения скорости распространения звука в газах, жидкостях и твердых телах . . . . .	202
6.1.1. Интерферометрические методы определения скорости звука . . . . .	203
6.1.2. Импульсные методы измерения скорости звука . . . . .	206
§ 6.2. Методы измерения коэффициента поглощения звука . . . . .	212
6.2.1. Интерферометрические методы измерения коэффициента поглощения . . . . .	213
6.2.2. Резонансные методы измерения коэффициента поглощения . . . . .	215
6.2.3. Импульсные методы измерения коэффициента поглощения звука в материалах . . . . .	216
6.2.4. Установки для одновременного измерения скорости и коэффициента поглощения звука . . . . .	219
6.2.5. Учет дифракционных и волноводных явлений при измерении скорости и коэффициента поглощения звука . . . . .	221
§ 6.3. Измерения звукоизоляции, звукопоглощения и акустического сопротивления образцов материалов . . . . .	224
6.3.1. Измерение звукоизоляции . . . . .	224
6.3.2. Измерение звукопоглощающих свойств образцов материалов . . . . .	226
6.3.3. Измерение времени реверберации . . . . .	228
6.3.4. Измерение коэффициента отражения образцов . . . . .	235
6.3.5. Измерение акустического сопротивления образцов материалов и конструкций . . . . .	237
§ 6.4. Измерение пьезоэлектрических и магнитострикционных констант. Измерение упругих постоянных . . . . .	239
6.4.1. Измерение пьезоэлектрических постоянных . . . . .	239
6.4.2. Измерение магнитострикционной постоянной . . . . .	243
§ 6.5. Акустические измерительные приборы, выпускаемые промышленностью . . . . .	245
Литература . . . . .	250
Алфавитный указатель . . . . .	251