



Л. Г. КАЧУРИН

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ

ИЗМЕРЕНИЯ

АЭРОФИЗИЧЕСКИХ

ВЕЛИЧИН

Л. Г. КАЧУРИН

550.3

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ АЭРОФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

*Второе издание,
переработанное и дополненное*

*Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для высших учебных заведений*



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ВЫСШАЯ ШКОЛА»
Москва — 1967



1436

Книга посвящена физическим основам измерительной техники, применяющейся при исследовании атмосферы. В ней рассматриваются основные электрические измерительные устройства, методы электрических измерений температуры и влажности воздуха, скорости и направления воздушных потоков, измерения с помощью приборов, имеющих малые постоянные времени (структурные измерения), градиентные измерения, методы измерений, использующие явление радиоактивности, дистанционные измерения, в частности с искусственных спутников Земли. Основное внимание уделено физической сущности методов измерений, особенностям их применения в естественных условиях. Описание приборов привлекается, как правило, в качестве иллюстрации методов измерений.

Предназначается в качестве учебного пособия для студентов и аспирантов геофизических специальностей высших учебных заведений, для специалистов, разрабатывающих или использующих геофизическую аппаратуру. Может быть использована также специалистами, работающими в смежных областях прикладной физики (аэрогидромеханике, теплотехнике, авиационном приборостроении и т. д.).

Рецензенты:

Одесский гидрометеорологический институт
Доц. Петров Н. А.

Лев Григорьевич Качурин

Электрические измерения аэрофизических величин

Редактор *О. М. Смирницкая*

Художественный редактор *Н. К. Гуторов*

Технический редактор *С. С. Горохова*

Корректор *Г. А. Четкина*

Т-06852	Сдано в набор 2/1—67 г.	Подп. к печати 3/VI—67 г.
Формат 60×90 ^{1/16}	Объем 30,5 печ. л.	28,74 уч.-изд. л.
Изд. № Стд-3	Тираж 6 000 экз.	Заказ 3
		Цена 1 р. 11 к.

Тематический план издательства «Высшая школа»
(вузы и техникумы) на 1967 г. Позиция № 97.
Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14,
Издательство «Высшая школа»

Московская типография № 8 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР,
Хохловский пер., 7.

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

При переиздании книги все главы были в той или иной мере переработаны, дополнены материалами, появившимися в последние годы, и в то же время сокращены. Особенно сильному сокращению подверглась гл. I, последний параграф развернут в главу «Измерения с использованием искусственных спутников Земли».

Автор благодарит Н. А. Петрова, советы и замечания которого немало способствовали улучшению как первого, так и второго изданий книги.

ПРЕДИСЛОВИЕ К ПЕРВОМУ ИЗДАНИЮ

В настоящей книге рассматриваются методы электрических измерений основных физических характеристик атмосферы. Традиционное деление измерений на выполняющиеся у Земли и на высотах (аэрологические) в пределах материала, изложенного в книге, автор счел нерациональным и использовал более общие термины «аэрофизические измерения» и «аэрофизические величины». Значительная часть материала книги может быть использована при измерениях физических характеристик воздушной среды не только в свободной атмосфере, но и в лабораторных условиях, в различного рода искусственных сооружениях и т. д.

Книга написана в соответствии с учебными программами геофизических специальностей высших учебных заведений. При отборе материала для книги автор руководствовался не только тем, насколько широко применяются те или иные методы измерений, но и тем, насколько они перспективны.

Терминология, принятая в книге, согласуется с государственным стандартом «Основные метеорологические термины и определения».

Дополнения, которые необходимо сделать к ГОСТу, сводятся к следующему. Чувствительным элементом будем называть элемент прибора, непосредственно реагирующий на изменение измеряемой величины. Датчиком будем называть первичный преобразователь, преобразующий реакцию чувствительного элемента в сигнал, удобный для непосредственной регистрации или передачи на расстояние (при дистанционных измерениях) и последующей регистрации.

В ряде приборов разделить чувствительный элемент и датчик невозможно, так как они составляют единый элемент, реагирующий на изменение измеряемой величины и преобразующий это изменение в сигнал. В таких случаях выбор наименования — чувствительный элемент или датчик — оказывается произвольным.

Разумеется, подобный произвол никакой неопределенности в отношении терминологии не вносит. Обычно в таких случаях отдается предпочтение наименованию «датчик» как более общему.

Кроме первичного преобразователя — датчика, в приборах могут быть дополнительные (вторичные) преобразователи сигналов, идущих от чувствительного элемента к регистратору. В таких приборах, как правило, будут различаться первичные измерительные приборы и оконечные — регистрирующие. Последние могут быть как показывающими, так и самопишущими. Термин «самопишущий прибор» в ряде случаев заменяется термином «автоматически регистрирующий прибор».

В самом общем случае первичный измерительный прибор включает в себя в виде отдельных частей чувствительный элемент и датчик. В некоторых приборах, однако, первичный измерительный прибор является одновременно и датчиком и чувствительным элементом. Выбор наименования в таких случаях также оказывается произвольным.

Схемы, как правило, даются в книге без второстепенных деталей. Иногда для лучшего понимания принципа работы прибора схемы существенно упрощаются.

Термин «инструментальная погрешность» и рекомендованный ГОСТом термин «основная погрешность» в книге употребляются как тождественные.

ВВЕДЕНИЕ

«Господство над природой, проявляющее себя в практике человечества, есть результат объективно-верного отражения в голове человека явлений и процессов природы...»

(В. И. Ленин)

Аэрофизические измерения имеют целью установление объективных закономерностей, отражающих физические явления, происходящие в атмосфере.

Еще сравнительно недавно ограничивались изучением естественных процессов, охватывающих приземный слой атмосферы, при этом довольствовались знанием сравнительно грубых характеристик, полученных визуально и посредством несложных приборов. В последнее десятилетие положение существенно изменилось. Развитие науки и техники дало возможность охватить измерениями практически всю атмосферу и даже выйти за ее пределы, применять в природных условиях приборы и методы измерений, столь же тонкие и совершенные, что и в лабораториях.

Для изучения и исследования таких бурно развивающихся разделов науки и техники, как авиация, ракетная техника, радиоэлектроника, энергетика, атомная промышленность, потребовалось знание детальнейших пространственных и временных характеристик полей аэрофизических величин как в свободной атмосфере, так и в различного рода искусственных сооружениях. Это привело к необходимости привлекать новые средства измерений, в первую очередь таких, которые позволяют автоматизировать процесс исследования.

Наиболее распространенные до недавнего времени аэрофизические приборы, построенные на механическом принципе, имеют в этом отношении ограниченное применение. Достаточно широ-

кая автоматизация невозможна без внедрения электрических методов измерений. Именно поэтому в планах развития народного хозяйства СССР предусматривается резкое увеличение темпа исследовательских работ и производства приборов и средств автоматизации, основанных преимущественно на электрических принципах.

К настоящему времени электрическими методами удалось измерить с той или иной степенью точности почти все основные аэрофизические величины. Наиболее успешно в Советском Союзе применяются электрические методы измерений в геофизических искусственных спутниках Земли и ракетах, радиозондах, автоматических метеорологических станциях, «летающих самолетных лабораториях», лабораториях искусственного климата, автоматических измерителях характеристик турбулентности атмосферы и т. д. Эти автоматы позволяют человеку все глубже проникать в тайны природы и в большей мере использовать ее неисчислимы богатства.

Глава I

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА, ПРИМЕНЯЮЩИЕСЯ В АЭРОФИЗИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЕ

Для современных аэрофизических приборов характерно широкое применение различного рода электрических устройств: преобразователей, усилителей, электроизмерительных приборов, автоматически синхронизирующихся устройств и т. д.

Детальное описание этих устройств и анализ их работы излагаются в специальных книгах. В настоящей главе они рассматриваются лишь в том объеме, который минимально необходим для понимания работы аэрофизических приборов, составной частью которых являются упомянутые устройства.

§ 1.1. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Магнитоэлектрические приборы, получившие широкое распространение в электроизмерительной технике, применяются для измерения как медленно меняющихся токов (гальванометры, амперметры, вольтметры, логометры), так и сравнительно быстро меняющихся (короткопериодные гальванометры, шлейфовые осциллографы).

Магнитоэлектрические гальванометры

Принцип действия типового магнитоэлектрического гальванометра может быть проиллюстрирован рис. 1.1. Измеряемый ток пропускают по проводнику, намотанному на рамку 1, которая укреплена на упругих металлических растяжках 2, являющихся одновременно и подводами тока к рамке. Рамка находится в поле постоянного магнита. При пропускании тока возникает мо-

мент сил CC' , стремящихся повернуть рамку так, чтобы ее плоскость оказалась перпендикулярной к направлению магнитных силовых линий NS . Однако при повороте рамки растяжки закручиваются, вследствие чего возникает момент сил, стремящихся вернуть ее в исходное положение. В результате при прохождении тока рамка поворачивается на некоторый угол, тем больший, чем больше сила тока, протекающего по рамке. Таким образом, поворот рамки служит мерой силы тока, протекающего через гальванометр (уравнение гальванометра см. в 1-м издании).

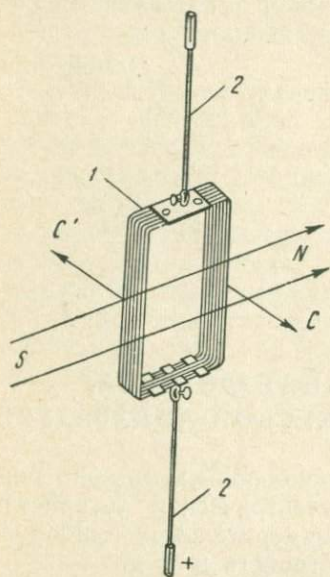


Рис. 1.1. Рамка типового магнитоэлектрического гальванометра

В стрелочных гальванометрах поворот отмечается стрелкой, укрепленной на рамке. В зеркальных гальванометрах на рамке укрепляется зеркало (см. далее).

Важнейшими параметрами гальванометра, определяющими возможность их применения, являются чувствительность, внутреннее сопротивление, критическое сопротивление, инерция (или период собственных колебаний).

Важнейшими параметрами гальванометра, определяющими возможность их применения, являются чувствительность, внутреннее сопротивление, критическое сопротивление, инерция (или период собственных колебаний).

Шлейфовые осциллографы

Шлейфовые осциллографы представляют собой самопишущие зеркальные гальванометры с большой частотой собственных колебаний, достигающей в воздухе до 10^4 — 10^5 гц. Типовой гальванометр шлейфового осциллографа (он же называется вибратором) показан в правой части рис. 1.2.

В поле сильного постоянного магнита 1 натянута петля 2, выполненная из упругой металлической ленточки. Петлю называют также шлейфом — отсюда и название осциллографа. Опорами для петли служат призмы 3, сделанные из электрически изолирующего материала. Натяжение петли регулируется пружиной 4. На петле укреплено миниатюрное зеркало 5.

Исследуемый ток пропускают по петле, вследствие чего она разворачивается. Вместе с ней поворачивается зеркало. Ширина петли составляет обычно доли миллиметра, момент ее механической инерции незначителен, и поэтому при соответствующем подборе остальных параметров гальванометра его инерция оказывается малой, а частота собственных колебаний — большой.

Различают осциллографические гальванометры с воздушным

и жидкостным торможением. В последнем случае в корпус гальванометра заливают масло, благодаря чему торможение резко возрастает. Применение масла позволяет добиваться наименьшей инерции в критическом режиме.

Чувствительность, инерция, внутреннее и критическое сопротивление шлейфовых осциллографов зависят от конструкции и меняются в широких пределах. Обычно осциллографы снабжаются набором гальванометров с различными характеристиками.

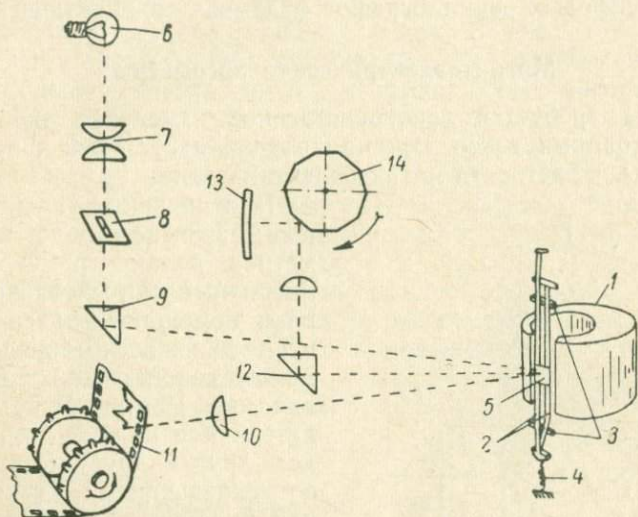


Рис. 1.2. Шлейфовый осциллограф

Типовая оптическая система шлейфового осциллографа устроена следующим образом (рис. 1.2). Пучок света, идущий от лампочки 6, проходит оптический конденсор 7, способствующий созданию параллельности лучей, диафрагму 8, вырезающую узкий световой пучок, и, преломляясь при прохождении призмы 9, попадает на зеркало 5. От зеркала пучок идет на цилиндрическую фокусирующую линзу 10, собирающую пучок на равномерно движущуюся фотопленку 11. Повороты зеркала, а следовательно, и изменения исследуемого тока оказываются зафиксированными на пленке и притом развернутыми во времени.

Для целей визуального наблюдения за поворотом зеркала, в частности для наблюдения при фокусировке пучка и установке гальванометра на нулевое положение, между гальванометром и фотобумагой ставят дополнительную призму 12, отклоняющую часть пучка вверх на специальный полупрозрачный экран 13. Применяя вращающиеся зеркала 14, можно и на экране получить кривые тока, развернутые во времени.

Поле постоянного магнита в осциллографических гальванометрах несимметрично относительно центра поворота подвижной части, как в обычных гальванометрах. Силовые линии распределены по всему промежутку между полюсными наконечниками равномерно. Поэтому поворот зеркала, вообще говоря, не пропорционален силе исследуемого тока, протекающего по шлейфу. Однако вследствие того, что поворот зеркала в шлейфовых осциллографах невелик (обычно не более $3-5^\circ$), неравномерность шкал шлейфовых осциллографов оказывается практически ничтожной.

Магнитоэлектрические логометры

Иногда требуется непосредственное измерение отношения двух постоянных токов. В таком случае могут быть применены логометры, в частности магнитоэлектрические.

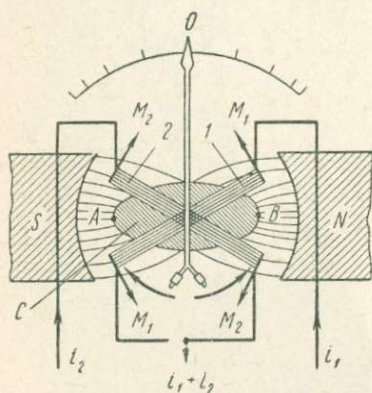


Рис. 1.3. Логометр

образный магнит NS имеет полюсные наконечники с цилиндрической расточкой.

Сердечник C из мягкой стали имеет миндалевидную форму сечения. Вследствие неравномерности воздушного зазора между полюсными наконечниками и сердечником магнитное поле распределяется в этом зазоре неравномерно. В области точек A и B напряженность магнитного поля максимальна, в обе стороны от этих точек — убывает. Таким образом, при повороте рамок их динамические постоянные будут меняться в соответствии с изменением магнитного поля вблизи активных сторон рамок. Существенно, что напряженность магнитного поля, а следовательно, и динамическая постоянная рамок являются совершенно определенными и однозначными функциями угла поворота рамок. Вид этих функций определяется формой полюсных наконечников и сердечников.

В отличие от гальванометров, магнитное поле в логометрах делают резко несимметричным относительно центра и помещают в него не одну, а две жестко скрепленные между собой рамки с проводниками. Рамки могут находиться или под некоторым углом друг к другу (логометры со скрещенными рамками), или в одной плоскости (логометры с параллельными рамками). В логометре с двумя скрещенными одинаковыми рамками, представленном на рис. 1.3, постоянный подково-

В положении, изображенном на рис. 1.3, рамки 1 и 2 находятся под действием магнитного поля одинаковой напряженности. Предположим, что в положении, изображенном на рис. 1.3, по рамкам пропускаются исследуемые постоянные токи i_1 и i_2 , равные по величине. Тогда моменты сил M_1 и M_2 , действующие на рамки, окажутся равными, и рамки останутся на месте. Если в исходном положении рамки были повернуты на некоторый угол, то при пропускании по ним равных токов они встанут в положение, изображенное на рисунке.

Изменим теперь соотношение токов. Будем пропускать по рамке 2 ток больший, чем по рамке 1. Тогда момент сил M_2 окажется больше момента сил M_1 , и рамки начнут поворачиваться по часовой стрелке (если смотреть сверху). При этом активные стороны рамки 2 будут перемещаться в участки с меньшей напряженностью магнитного поля, а активные стороны рамки 1 — в участки с большей напряженностью. После поворота на некоторый угол моменты сил выравниваются, и рамки останавливаются.

Момент сил, поворачивающих рамку гальванометра или логометра, пропорционален площади рамки, числу витков проводника, намотанного на рамку, составляющей вектора магнитного поля, параллельной плоскости рамки, силе тока, протекающего по рамке. Таким образом, момент сил

$$M \cong iH, \quad (1.1)$$

где i — сила тока;

H — составляющая магнитного поля.

Величины, постоянные для рамки, в (1.1) опущены.

Для двух идентичных рамок равенство моментов сил эквивалентно равенству произведений сил токов на напряженность магнитного поля:

$$i_1 H_1 = i_2 H_2. \quad (1.2)$$

Но, как уже указывалось выше, напряженность магнитного поля вблизи активных сторон рамок является однозначной функцией угла поворота φ . В соответствии с этим и отношение $\frac{H_2}{H_1}$ определяется исключительно углом поворота рамок.

Таким образом, отношение $\frac{H_2}{H_1}$, а следовательно, и равное ему отношение исследуемых токов i_1 и i_2 будут однозначно определяться углом поворота рамок:

$$\frac{i_1}{i_2} = f(\varphi). \quad (1.3)$$

Существенно, что угол поворота рамок зависит только от отношения токов, но не от их абсолютных значений.

В следующих главах убедимся, что в некоторых аэрофизических приборах рационально в качестве выходной электрической

величины иметь именно отношение двух токов и применять в связи с этим в качестве окончного прибора логометр. Под чувствительностью магнитоэлектрических логометров обычно понимают величину, равную углу поворота рамок, соответствующему изменению отношения токов на единицу (обычно на один процент).

Стандартные логометры сравнительно малочувствительны, что значительно ограничивает область их применения. Подвижная часть логометра (рамка и стрелка с противовесами) обычно укрепляется на иглочках-кернах, являющихся осью вращения подвижной системы. Для возвращения стрелки к нулевому положению при выключении тока в логометрах применяют либо специальный электромагнитный возвратитель, либо слабую спиральную пружину. Момент сил этой пружины должен быть значительно меньше момента электромагнитных сил, развиваемых рамками.

В паспорте логометров обычно указывают минимальную силу тока, при которой моментом сил пружины можно практически пренебречь.

В некоторых типах логометров возвратители отсутствуют и стрелка при выключении тока остается в том положении, в котором ее застало выключение.

Неравномерность магнитного поля в воздушном зазоре между сердечником и полюсными наконечниками, необходимая для правильной работы логометра, может создаваться другими приемами. Так, например, центры кривизны выточек полюсных наконечников могут быть смещены относительно друг друга и относительно центра сердечника, имеющего в этом случае форму правильного цилиндра. Все приведенные выше рассуждения о принципе действия и свойствах логометров целиком применимы и к этим приборам.

В логометрах с параллельными рамками последние устанавливаются в одной плоскости параллельно друг другу. Неравномерность магнитного поля вблизи активных сторон рамок достигается за счет различного рода фигурных выточек в сердечниках. Нередко применяются логометры с рамками, расположенными Т-образно.

Принцип действия логометров с параллельными и Т-образно расположенными рамками такой же, как логометров со скрещенными рамками. Подробное описание различных логометров и их сравнительную оценку можно найти в книгах, указанных в списке литературы.

§ 1.2. ЭЛЕКТРОННЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Электронный осциллограф (его называют также катодным) предназначен для исследования быстро протекающих электрических процессов и процессов иного рода, если они могут быть пре-

образованы в электрические. Инерция электронных осциллографов значительно меньше, чем шлейфовых. Современные электронные осциллографы позволяют регистрировать явления, протекающие в течение 10^{-7} — 10^{-8} сек. При этом скорость развертки явления во времени может достигать 10^{10} см/сек.

Основной частью электронного осциллографа является электроннолучевая трубка, называемая также катодной. Ниже будет рассмотрена электроннолучевая трубка с электростатическим отклонением электронного луча (рис. 1.4).

Электроннолучевая трубка позволяет получить узкий направленный пучок электронов (электронный луч), который отклоняет-

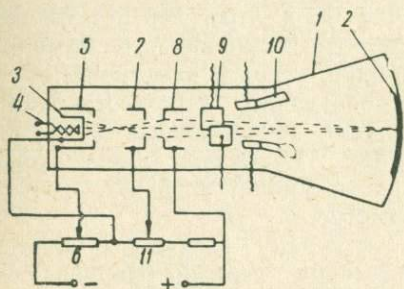


Рис. 1.4. Электронный осциллограф

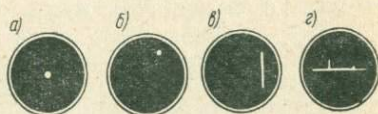


Рис. 1.5. Различные случаи изображения электронного луча на экране

ся от исходного направления под действием исследуемого напряжения. Как правило, трубки и осциллографы в целом конструируют таким образом, что под действием известного (заданного) напряжения электронный луч отклоняется в одной плоскости, а под действием исследуемого — в другой, перпендикулярной ей. На рис. 1.4 пунктиром изображены траектории электронов, образующих электронный луч, для того случая, когда отклоняющее напряжение отсутствует.

Поток электронов с помощью электронных линз фокусируется на экран, покрытый люминофором (составом, который светится под действием электронной бомбардировки). Таким образом, электронный луч в каждый данный момент изображается на экране яркой светящейся точкой (рис. 1.5, а). Люминофор светится некоторое время и после прекращения бомбардировки его электронами (эффект послесвечения), поэтому в тех случаях, когда под действием заданного и исследуемого напряжения электронный луч совершает какое-либо повторяющееся движение, на экране видна не просто движущаяся точка, а весь след движения электронного луча в виде неподвижных светящихся линий, доступных детальному исследованию (см. рис. 1.5, в, г и рис. 1.6).

Оправой трубки служит стеклянный расширяющийся в одну сторону баллон 1 (см. рис. 1.4). Люминофор нанесен на внутренней торцовой поверхности расширяющейся части. Эта торцовая поверхность 2 и служит экраном.

Со стороны цоколя в баллон вмонтирован катод 3, являющийся источником электронов. Катод подогревается спиралевидной нитью 4, по которой пропускается электрический ток накала.

Катод заключен внутри цилиндрического управляющего электрода 5. При изменении потенциала управляющего электрода (относительно катода) изменяется и плотность тока электронов в пучке. При этом соответственно меняется интенсивность бомбардировки экрана электронами, а следовательно, и яркость изображения электронного луча на экране. Рукояткой регулятора яркости является ручка потенциометра 6.



Рис. 1.6. Фигуры Лиссажу

На пути движения от катода к экрану электроны, кроме управляющего электрода, проходят через первый (фокусирующий) анод 7, второй (ускоряющий) анод 8 и далее идут между вертикально 9 и горизонтально 10 расположенными отклоняющими пластинами.

В электрическом поле между катодом, управляющим цилиндром, и первым анодом образуется электронная объективная линза; окулярная электронная линза располагается между первым и вторым анодами. Эквипотенциальные поверхности, создающие электронные линзы, расположены таким образом, что электроны, прошедшие управляющий электрод, приобретают в области электронных линз значительное ускорение, направленное по оси трубки и, кроме того, собираются в узкий пучок.

Потенциал первого анода относительно катода составляет обычно 300—400 в, а потенциал второго анода в несколько раз больше. Меняя потенциал первого анода, можно изменить форму эквипотенциальных поверхностей («кривизну электронных линз») таким образом, что ускорение, направленное к оси трубки, либо увеличивается, либо, наоборот, уменьшается, благодаря чему пучок электронов либо сужается, либо несколько расширяется. При фокусировке электроннолучевой трубки стремятся к тому, чтобы на экран пучок падал, имея минимальное сечение, чтобы «электронный карандаш» был максимально остро отточен. Фокусировка электроннолучевой трубки осуществляется рукояткой потенциометра 11.

Ту часть электроннолучевой трубки, которая занята катодом, управляющим электродом и анодами, принято называть «элек-

тронной пушкой». Роль пушки сводится к созданию узкого пучка быстро летящих электронов. Пушка бомбардирует экран электронами, причем «скорострельность» этой пушки настолько велика, что практически можно считать поток электронов непрерывным электронным лучом. (Иногда вместо наименования «электронная пушка» можно встретить наименование «электронный прожектор».)

Если напряжение на отклоняющие пластины не подано, то в исправной трубке пушка стреляет точно в центр экрана: ось пучка совпадает с осью трубки (см. рис. 1.4 и 1.5, а). Как только хотя бы на одну из пар пластин будет подано напряжение, луч, выйдя из пушки, далее под действием электрического поля будет отклоняться от оси трубки, и изображение луча на экране будет смещаться от центра экрана.

Если напряжение на обеих парах пластин постоянное, то смещение луча окажется прямо пропорциональным напряжениям, поданным из пластины: горизонтальное смещение луча будет определяться напряжением на вертикально расположенных пластинах, вертикальное — на горизонтально расположенных (см. рис. 1.5, б). В связи с тем, что в собранном осциллокопе не видно ни пластин, ни входов к ним, а заметно лишь отклонение луча, принято вертикально расположенные пластины называть *горизонтально отклоняющими* или просто *горизонтальными*. Соответственно горизонтально расположенные пластины называют *вертикально отклоняющими* или просто *вертикальными*.

Если на одну из пар пластин будет подано переменное напряжение, а на другую — постоянное, то луч будет колебаться в одном направлении и сместится, кроме того, в другом, перпендикулярном ему направлении. Изображение луча на экране окажется при этом растянутым в линию и смещенным от центра экрана (см. рис. 1.5, в).

Если и на одну и на другую пару пластин подать переменное напряжение, то движение луча и его изображение на экране может оказаться очень сложным. Движение луча станет периодическим, и его изображение на экране будет неподвижным только в том случае, если частоты напряжений на обеих парах пластин окажутся равными или кратными друг другу.

Если частоты напряжений, поданные на обе пары пластин, равны друг другу, а фазы одинаковы или отличаются друг от друга на π , то на экране видна прямая линия, наклон которой определяется соотношением амплитуд напряжений. В тех случаях, когда частоты равны, но фазы и амплитуды различны, могут получиться эллипсовидные наклонные фигуры. На рис. 1.6 даны так называемые фигуры Лиссажу, получающиеся при различных кратных соотношениях частот синусоидальных колебаний и при различных соотношениях фаз, в том числе и такие фигуры, о которых шла речь выше.

Особый интерес представляет тот случай, когда на горизонтально отклоняющие пластины подано пилообразное напряжение (рис. 1.7). Если напряжение на вертикально отклоняющих пластинах при этом отсутствует, то на экране видна горизонтальная полоска, представляющая собой изображение серий двигающихся друг за другом световых сигналов, каждый из которых является изображением электронного луча, образующего один зубец пилы.

Когда на горизонтально отклоняющие пластины подано пилообразное напряжение, а на вертикально отклоняющие — какое-либо периодически меняющееся напряжение, то движение луча будет периодическим, а его изображение на экране неподвижным, если частота напряжения, поданного на вертикально отклоняющие пластины, окажется равной или кратной частоте пилообразного напряжения.



Рис. 1.7.
Идеальное
пилообразное
напряжение

Предположим, например, что исследуемый электрический сигнал, поданный на вертикально отклоняющие пластины, представляет собой кратковременные импульсы, частота которых равна или кратна частоте пилообразного напряжения. Тогда на экране получим неподвижное изображение этих импульсов в виде электронных всплесков (см. рис.

1.5, з). Явление окажется развернутым во времени.

Аналогичным образом можно развернуть во времени любое периодически повторяющееся явление, частота которого равна или кратна частоте пилообразного напряжения. Для создания пилообразного напряжения в осциллографах имеются специальные генераторы пилообразного напряжения, или *генераторы развертки*.

Чтобы наблюдать явления, протекающие с различной частотой, в схеме предусматривается возможность регулировки частоты развертки. Частоту развертки подбирают равной или кратной частоте исследуемого тока. Пилообразное напряжение в некоторых типах осциллографов автоматически включается в тот момент, когда на вертикально отклоняющие пластины подается исследуемый сигнал.

Чтобы измерить с помощью осциллографа время между сериями отдельных кратковременных сигналов, можно применять также круговую развертку электронного луча во времени. В этом случае на обе пары пластин подаются синусоидальные напряжения одинаковой частоты и амплитуды, не смещенные относительно друг друга по фазе на четверть периода. Тогда при любой частоте на экране будет наблюдаться фигура Лиссажу в виде круга, радиус которого определяется амплитудой тока. За один период изменения тока электронный луч будет описывать полную окружность вне зависимости от значения частоты. Поэтому луч при постоянной амплитуде тока будет опи-

сывать полный круг тем быстрее, чем больше частота тока развертки. Регулируя частоту тока развертки, можно регулировать и скорость движения изображения электронного луча по экрану.

Если на какую-либо из пар пластин осциллографа с круговой разверткой подаются отдельные кратковременные импульсы, то моменты поступления этих импульсов на пластины будут отмечаться искривлением траектории движения луча на экране (электронные всплески, рис. 1.8, а). При этом, если импульсы поступают на пластины периодически с частотой, равной или кратной частоте развертки, то следующие друг за другом импульсы будут давать всплески на одном и том же месте и будут в результате этого отчетливо видны. Если же на осциллограф подаются две серии импульсов, сдвинутых относительно друг друга на определенный промежуток времени, то этот промежуток времени оказывается пропорциональным расстоянию между всплесками и может, следовательно, измеряться на экране осциллографа угловым расстоянием φ между всплесками.

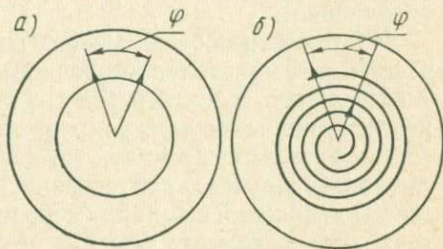


Рис. 1.8. Круговая и спиральная временные развертки электронного луча

Если смещение серий импульсов во времени изменяется значительно медленнее, чем движется электронный луч по экрану, то всплески также будут отчетливо видны, но расстояние между ними будет медленно меняться. Обычно схему собирают так, что электронный луч начинает свое движение по кругу от верхней точки в тот момент, когда поступают импульсы первой серии. Тогда положение всплеска на экране, образованного импульсами второй серии, будет определять время между сериями импульсов. Изменение этого времени будет отмечаться смещением всплеска подобно тому, как смещался бы по шкале конец стрелки обычного стрелочного прибора. Круговая развертка имеет то преимущество, что длина пути движения луча по экрану в этом случае в π раз больше, чем при линейной развертке, и соответственно этому время между сериями импульсов при круговой развертке может быть отмечено примерно в π раз точнее.

Еще больше может быть увеличена траектория движения луча на экране, если применить спиральную развертку во времени (рис. 1.8, б). В этом случае схема осциллографа дополняется устройством, монотонно уменьшающим амплитуду напряжений, подаваемых на отклоняющие пластины, и затем при «повращенном» луче увеличивающим амплитуду до начального значения.

1736



Исследуемый сигнал может не подаваться на пластины, а использоваться для запираания (гашения) луча. Тогда в моменты поступления сигнала светящаяся линия, отмечающая пути движения луча на экране, будет разрываться. Точка разрыва и будет служить отметкой.

Исследуемый сигнал может подаваться не на отклоняющие пластины (одновременно с развертывающим), а на пару дополнительных электродов, один из которых представляет собой центральную иглу, а второй — цилиндр. Тогда электронный всплеск направлен строго по радиусу и оказывается более четко очерченным.

Напряжение, создающееся при исследовании явлений, не всегда оказывается достаточным для значительного отклонения электронного луча. Поэтому в схемы осциллографов включают усилители обычно с регулируемой степенью усиления.

Следует иметь в виду, что возможности применения осциллографов в значительной степени определяются именно свойствами усилителей. Так, например, применяя усилители постоянного тока можно изучать явления низких частот вплоть до нулевых (постоянный ток). В серийных электронных осциллографах обычно ставятся усилители, усиливающие без заметного искажения лишь напряжения определенного интервала частот, что в некоторых случаях ограничивает возможность их применения. Правда, эти интервалы обычно бывают довольно широкими.

Под *чувствительностью* электронного осциллографа принято понимать величину смещения изображения луча на экране при изменении на единицу величины исследуемого сигнала. Различают чувствительность осциллографа по оси y , т. е. чувствительность вертикального отклонения луча, и чувствительность по оси x , т. е. чувствительность горизонтального отклонения луча.

Так же, как и для гальванометров, различают чувствительность электронных осциллографов по току и напряжению. Соотношение между ними определяется внутренним сопротивлением осциллографа.

Если исследуемое явление не строго повторяющееся, то описанный выше прием регистрации тока оказывается непригодным. В таких случаях применяются особые осциллографы. В импульсном осциллографе на горизонтально отклоняющие пластины подают не периодическое напряжение, а отдельный кратковременный импульс. Причем в приборе может быть предусмотрено устройство, подающее этот импульс в тот самый момент, когда на вертикально отклоняющиеся пластины подается исследуемый сигнал (ждушее устройство).

То же самое устройство может заставить сработать затвор фотоаппарата, нацеленного на экран. Тогда явление окажется развернутым по времени, а в случае необходимости — зафиксированным на фото пленке.

Импульсные осциллографы позволяют фиксировать отдельные кратковременные процессы, преобразующиеся в кратковременные электрические импульсы. Если же требуется регистрировать не строго повторяющиеся и притом сравнительно медленные явления, то для развертывания исследуемого напряжения во времени перемещают не электронный луч, а пленку в фотоаппарате, фиксирующем экран осциллографа.

Если исследуемый сигнал подан на горизонтально отклоняющие пластины, то пленку заставляют двигаться в вертикальном направлении. Вертикальные отклоняющие пластины в этом случае не используются.

В некоторых приборах на вертикально отклоняющие пластины подается напряжение с частотой, значительно превосходящей наиболее высокие частоты сигнала, подлежащего регистрации. Благодаря этому изображение электронного луча на экране оказывается в виде тонкой вертикальной светящейся полоски. Исследуемый сигнал подается по-прежнему на горизонтально отклоняющие пластины, в результате чего полоска на экране смещается влево и вправо вслед за изменением величины и знака исследуемого сигнала. Если на экран нацелен фотоаппарат с фотопленкой, непрерывно движущейся в вертикальном направлении, причем в фотоаппарате имеется узкая горизонтальная щель, то на пленке фиксируется точка пересечения светящейся полоски на экране и щели в фотоаппарате. Такой прием позволяет добиться минимальной толщины записи тока на пленке.

Электронные осциллографы с непрерывно движущейся фотолентой по своим возможностям подобны шлейфовым с той лишь разницей, что инерция электронных гораздо меньше. Важным преимуществом такого прибора является и то, что он может работать в условиях значительных вибраций: на самолетах, кораблях и т. д.

Электронные осциллографы могут использоваться в различного рода схемах в качестве указателей равновесия, заменяя собой нулевые гальванометры постоянного тока или вибрационные гальванометры переменного тока.

В электронном указателе равновесия напряжение подается на одну из пар пластин. Чтобы смещение было хорошо заметно (и чтобы не прогорал экран), на вторую пару пластин подают переменное напряжение постоянной амплитуды. Тогда электронный луч будет изображаться в виде светящейся полоски.

Если выходное напряжение исследуемой схемы постоянное, то отклонение схемы от равновесия будет вызывать смещение светящейся полоски в ту или иную сторону. Если же выходное напряжение переменное, то отклонение схемы от равновесия будет вызывать увеличение ширины светящейся полоски. Минимальная толщина полоски будет при отсутствии тока на том

участке цепи, в который включен осциллограф. Важным достоинством электронных указателей равновесия являются малая инерция, большая чувствительность (если применяются усилители) и возможность применения в условиях значительных вибраций основания, на котором установлен прибор.

§ 1.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИЗМЕНЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН В ИЗМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Изменение неэлектрических величин с помощью соответствующих датчиков может быть преобразовано в изменение активного электрического сопротивления (резисторные датчики) или реактивного (емкостные и индуктивные датчики).

Резисторные датчики

Активное сопротивление датчиков приборов может меняться в результате трех основных причин.

1. Среда, воздействуя непосредственно на датчик, меняет его электропроводность. В качестве примеров можно привести термо- и гигросопротивления, величина которых меняется вслед за изменением температуры или влажности воздуха соответственно.

2. Деформация чувствительного элемента (поворот, изгиб и т. д.) вызывает деформацию датчика, в результате чего меняются его удельное сопротивление и геометрические размеры, а значит, и суммарное активное сопротивление (заторможенные анемометры).

3. Смещение или деформация чувствительного элемента вызывает перемещение движка реостата, в результате чего меняется соотношение сопротивлений его частей, расположенных по обе стороны движка реостата (дистанционные гигрометры с реостатными датчиками).

Резисторные термодатчики

Проводниковые термосопротивления. Электропроводность всех веществ в той или иной степени зависит от температуры. Эту зависимость принято характеризовать значением температурного коэффициента электрического сопротивления, который определяется как относительное приращение электрического сопротивления вещества при изменении его температуры на 1°C *:

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{dt}, \quad (1.4)$$

где R — сопротивление при температуре t .

* В дальнейшем всюду значок C опущен.

Коэффициент α для большинства чистых металлов имеет порядок $10^{-3} \text{ град}^{-1}$. Для металлических сплавов α меньше, чем для металлов, составляющих сплав. Ряд сплавов, например константан и манганин, имеют α на 2—3 порядка меньше, чем для металлов; такие сплавы применяются для изготовления постоянных сопротивлений.

Зависимость электрического сопротивления металлов от температуры используется в качестве термометрического свойства в металлических термометрах сопротивлений. Наблюдая за изменением сопротивления проводника, так называемого термосопротивления, можно тем самым судить и об изменении его температуры.

Металлы, предназначенные для изготовления термосопротивлений, должны обладать достаточно высокой стабильностью; температурный коэффициент сопротивления должен быть значительным; нередко весьма желательным свойством является большое удельное сопротивление: чем оно больше, тем легче изготовить датчик с малой массой, а следовательно, и с малой тепловой инерцией (см. § 1, гл. II). Наконец, материалы, предназначенные для массового изготовления термосопротивлений, должны воспроизводиться в больших количествах с неизменными свойствами. Наиболее употребительны платина, вольфрам, никель, железо и медь. Платина и вольфрам наиболее полно отвечают перечисленным требованиям. Никель и железо обладают сравнительно большим коэффициентом α , но химически нестойки.

К достоинствам меди как материала для изготовления термосопротивлений следует отнести легкость изготовления проводников с малым сечением и хорошей электрической изоляцией. Среди недостатков следует отметить малое удельное сопротивление.

Температурный коэффициент сопротивления для большинства металлов практически постоянен в широком диапазоне температур, что позволяет, проинтегрировав уравнение (1.4), получить для них следующую зависимость:

$$R = R_0 e^{\alpha(t-t_0)}, \quad (1.5)$$

где R_0 — сопротивление при температуре t_0 .

В частности, если $t_0 = 0^\circ$, то

$$R = R_0 e^{\alpha t}. \quad (1.6)$$

Формулы (1.5) и (1.6) часто упрощают, разлагая показательную функцию в ряд. Если ограничиться первыми двумя членами разложения, то

$$R = R_0 [1 + \alpha(t - t_0)], \quad (1.7)$$

или, если $t_0 = 0^\circ$,

$$R = R_0 (1 + \alpha t). \quad (1.8)$$

Типовой датчик термометра сопротивления представляет собой тонкую проволоку, намотанную на каркас, изготовленный из изоляционного материала. Для защиты от внешних влияний применяются противокоррозионные и влагостойкие покрытия; кроме того, для защиты от механических повреждений сверху на датчик нередко одевается металлический колпачок.

Полупроводниковые термосопротивления. К полупроводникам относится обширный класс твердых тел, по своей электропроводности занимающих промежуточное положение между проводниками и диэлектриками.

Температурная зависимость сопротивления у полупроводников колеблется в широких пределах. У одних полупроводников эта зависимость практически ничтожна, поэтому их применяют в качестве постоянных сопротивлений. У других полупроводников сопротивление зависит от температуры в значительно большей степени, чем у металлов, поэтому их применяют в качестве датчиков в термометрах сопротивления, называемых обычно или *термисторами*, или *полупроводниковыми термосопротивлениями*.

Материалом для изготовления термисторов могут служить окислы металлов. Так, например, на рис. 1.9 дана зависимость от температуры сопротивления термистора, изготовленного из окиси марганца и никеля. Для сравнения на том же рисунке показана температурная зависимость сопротивления никелевой проволоки R_n с $R_0 = 145\,000$ ом. Рисунок позволяет видеть две особенности полупроводниковых термосопротивлений: отрицательный знак температурного коэффициента сопротивления и уже отмеченное выше большое абсолютное значение температурного коэффициента. Зависимость сопротивления термисторов от температуры принято выражать уравнением

$$R = Ae^{\frac{a}{T}}, \quad (1.9)$$

где A и a — постоянные данного термистора ($A, a > 0$).

Величина температурного коэффициента сопротивления термистора может быть найдена дифференцированием (1.7):

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\frac{a}{T^2} < 0. \quad (1.10)$$

Таким образом, температурный коэффициент сопротивления термисторов существенно зависит от температуры.

Из сравнения (1.9) и (1.10) вытекает, что величина a характеризует температурный коэффициент сопротивления, а величина A — удельное сопротивление и геометрические размеры термистора. Большое удельное сопротивление термисторов позволяет изготавливать малогабаритные датчики температуры с высоким сопротивлением.

Важной характеристикой термисторов является его вольт-амперная характеристика. Типовая характеристика в спокойном воздухе при температуре 20° представлена на рис. 1.10. На участке $0-1$ напряжение прямо пропорционально силе тока. Очевидно, что при силе тока, соответствующей этому участку, тепло Ленца — Джоуля ничтожно, термистор не нагревается током, и его сопротивление зависит исключительно от температуры среды.

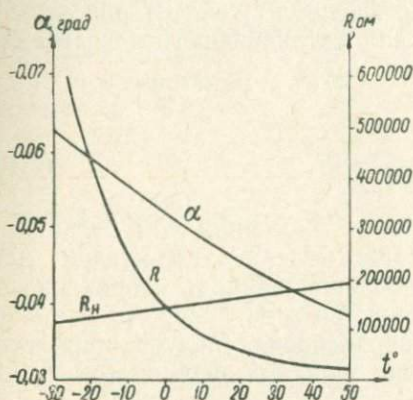


Рис. 1.9. Температурные зависимости сопротивления R и температурного коэффициента сопротивления

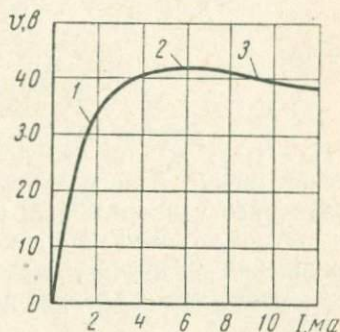


Рис. 1.10. Типовая вольт-амперная характеристика термистора в спокойном воздухе

При дальнейшем увеличении силы тока начинает сказываться нагревание. На участке $2-3$ нагрев становится настолько значительным, что сопровождающее разогрев термистора уменьшение сопротивления вызывает уменьшение напряжения при увеличивающейся силе тока.

В термометрах сопротивления термисторы работают в режиме участка $0-1$. Термистор в режиме участка $2-3$ может быть использован для устройства тепловых анемометров сопротивления, в которых изменение скорости ветра вызывает изменение теплоотдачи с поверхности термистора, что приводит к изменению его температуры, а следовательно, и сопротивления.

В качестве величины, характеризующей разогрев проводниковых и полупроводниковых термосопротивлений током, применяется максимальная мощность рассеяния, практически не вызывающая разогрева термосопротивления. Для термисторов типа ММТ-4 она составляет $0,002-0,005$ вт.

Для более точной характеристики разогрева может быть применена постоянная рассеяния χ , равная отношению мощно-

сти тока P , рассеиваемой в термосопротивлении, к разогреву ΔT :

$$\kappa = \frac{P}{\Delta T} = \frac{P}{T - \theta}, \quad (1.11)$$

где T — температура термосопротивления;
 θ — температура среды.

Физический смысл постоянной рассеяния может быть выяснен следующим образом. Если площадь соприкосновения термосопротивления со средой — S , коэффициент теплоотдачи термосопротивления в среду — α , то для установившегося состояния

$$P = \alpha S (T - \theta),$$

откуда

$$\kappa = \frac{P}{T - \theta} = \alpha S. \quad (1.12)$$

Из (1.12) видно, что постоянная рассеяния тем больше и соответственно разогрев термосопротивления тем меньше, чем интенсивнее теплоотдача и чем больше площадь соприкосновения термосопротивления со средой. Отсюда ясно, что с целью уменьшения разогрева термосопротивления следует применять те же меры, что и для уменьшения тепловой инерции (см. § 2.1, гл. II).

Если величина κ известна, то при заданной погрешности измерения температуры легко определить и допустимую силу тока в термосопротивлении. Величина κ может быть рассчитана по значениям S и α (о расчете см. § 4.5, гл. IV). Она может быть определена также и экспериментально. Для экспериментального определения κ могут быть рекомендованы два способа. Первый заключается в том, что методом, рассмотренным в § 2.1, гл. II, определяют для термосопротивления коэффициент инерции λ и затем, разделив теплоемкость термосопротивления на λ , получают величину

$$\kappa = \alpha S.$$

Второй способ связан с измерением величины термосопротивления при двух различных значениях силы протекающего по нему тока. Сравнивая эти величины, можно рассчитать κ .

Резисторные тензодатчики

Тензодатчики служат преобразователями в тензомерах — приборах, предназначенных для измерения малых деформаций, которые могут представлять интерес либо сами по себе, либо будучи связанными с деформацией чувствительных элементов. Применяются проводниковые и полупроводниковые тензодатчики.

Проволока, изготовленная из металла или металлического сплава, под действием растягивающей или сжимающей силы изменяет свое сопротивление в результате изменения удельного сопротивления, длины и площади сечения.

Известно, что сопротивление проводника

$$R = \rho \frac{l}{S}, \quad (1.13)$$

где ρ — удельное сопротивление;

S — площадь сечения проводника;

l — его длина.

Если меняются ρ , l , S , то

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dS}{S} \quad (1.14)$$

или, так как $\frac{dS}{S} = 2 \frac{dr}{r}$, где r — радиус проволоки,

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - 2 \frac{dr}{r}. \quad (1.15)$$

Связь между растяжением или сжатием образца и изменениями его сечения в пределах закона упругих деформаций дается законом Пуассона:

$$\frac{dr}{r} = -\mu \frac{dl}{l}, \quad (1.16)$$

где μ — коэффициент Пуассона (для металлов от 0,24 до 0,40).

Подставляя (1.16) в (1.15), получим

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + (1 + 2\mu) \frac{dl}{l}. \quad (1.17)$$

Относительное изменение сопротивления, соответствующее относительному изменению длины,

$$\frac{d \ln R}{d \ln l} = \frac{d \ln \rho}{d \ln l} + (1 + 2\mu). \quad (1.18)$$

Для оценки порядка $\frac{d \ln R}{d \ln l}$ можно принять во внимание только второе слагаемое в (1.18) и считать, что

$$\frac{d \ln R}{d \ln l} \approx (1 + 2\mu) \approx 1,5.$$

Обычно относительное растяжение тензодатчиков $d \ln l$ не превышает 10^{-3} ; такой же порядок должно иметь и максимальное относительное изменение сопротивления $d \ln R$, вызванное деформацией. Таким образом, максимальное изменение сопро-

тивления тензодатчиков, вызванное деформацией, не превышает по порядку величины $10^{-3}=0,1\%$. Оно меньше, чем изменение металлических термосопротивлений, соответствующее изменению температуры на 1° . В соответствии с этим и чувствительность измерительных схем с тензодатчиками должна быть выше, чем чувствительность электрических термометрических схем; поэтому в мостовых тензометрических схемах обычно предусматриваются усилители с большим коэффициентом усиления.

Выполненная оценка показывает, что металлы и сплавы, применяющиеся в термосопротивлениях, мало пригодны для изготовления тензодатчиков, так как их реакция на температуру сильнее, чем на деформацию. Для тензодатчиков пригодны материалы, обладающие малым температурным коэффициентом сопротивления при большом коэффициенте Пуассона. В тех случаях, когда требуются сравнительно небольшие усилия в датчиках, важной характеристикой становится модуль упругости, характеризующий связь между деформацией и вызывающей ее силой.

Наиболее часто в тензодатчиках применяют константан и манганин, температурная зависимость сопротивления которых мала. Чувствительность константана к растяжению $\frac{d \ln R}{d \ln l} \approx 2$. Для манганина эта величина в несколько раз меньше.

В настоящее время известен ряд специальных материалов и сплавов, имеющих некоторые преимущества перед константаном и манганином как материалами для тензодатчиков. Так, в последнее время стали применяться тензометры, выполненные из кремния. Нитевидный кристалл толщиной $10-20$ мкм наклеивается либо непосредственно на датчик, деформация которого подложит измерению, либо на подложку и вместе с ней на датчик. Чувствительность такого тензометра в несколько десятков раз выше, чем металлических.

В качестве материала для тензодатчиков применяют также уголь и углеродистые пластические массы, так называемые тензолиты. В первом случае изготавливают столбик, состоящий из серии угольных шайб. Деформация чувствительного элемента передается на столбик таким образом, что столбик сдавливается, в результате чего контактное сопротивление между шайбами, а следовательно, и сопротивление всего столбика в целом уменьшаются.

В тензолитовых датчиках, представляющих собой обычно пластинку, вырезанную из тензолитовой массы, изменение сопротивления при деформации связано как с изменением удельного сопротивления, так и с изменением геометрических размеров. В этом отношении они подобны металлическим тензодатчикам. Существующие неметаллические тензодатчики обладают большей чувствительностью, чем металлические, однако они

имеют меньшую устойчивость градуировки и обладают, кроме того, заметным упругим гистерезисом, в связи с чем их применение ограничено. При оценке сравнительных свойств проводниковых и полупроводниковых тензодатчиков следует, однако, иметь в виду наблюдающийся значительный прогресс физики полупроводников.

В магнитоупругих тензодатчиках величиной, зависящей от деформации, является не активное, а индуктивное сопротивление. Такие тензодатчики также используются в тензометрии.

§ 1.4. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Явление фотоэффекта, возникающее при падении на твердые тела радиационных лучистых потоков, связано с передачей энергии потока электронам, находящимся в твердом теле вблизи поверхности.

Различают внешний фотоэффект, когда электроны вырываются из тел наружу, внутренний, при котором электроны, высвобождаясь и оставаясь внутри тел, увеличивают их электропроводность, и, наконец, внутренний фотоэффект в запирающем слое, когда высвобождающиеся внутри тела электроны получают преимущественное направление движения в одну сторону, создавая контактную разность потенциалов.

Все три разновидности фотоэффекта широко используются в приборостроении как непосредственно для измерения радиационных потоков, так и в различного рода вспомогательных устройствах.

Фотоэлектрические преобразователи обладают значительной селективностью — их чувствительность существенно меняется при изменении длины волны падающей на них радиации. Это обстоятельство в некоторых случаях оказывается их достоинством. Однако чаще оно в той или иной мере осложняет применение фотоэлектрических преобразователей.

Спектральность характеристик фотоэлектрических преобразователей зависит как от работы высвобождения электронов, определяющей длинноволновую (красную) границу фотоэффекта, так и от оптических свойств материалов, применяющихся для изготовления преобразователей.

Фотоэлементы с внешним фотоэффектом наиболее известны, поэтому в книге не рассматриваются.

Фотосопротивления (фотопреобразователи с внутренним фотоэффектом)

Наибольший практический интерес представляют полупроводниковые фотосопротивления, в которых токопроводящий слой выполнен из сернистого свинца, сернистого кадмия, таллофидов,

теллуристых соединений. Подложкой для слоя обычно является стеклянная пластинка. На рис. 1.11 показаны схемы и образец фотосопротивления.

Под чувствительностью фотосопротивлений принято понимать либо относительное изменение величины сопротивления, вызванное изменением плотности облучающего радиационного потока на единицу, либо соответствующее относительное изменение силы тока в цепи, в которую включено фотосопротивление.

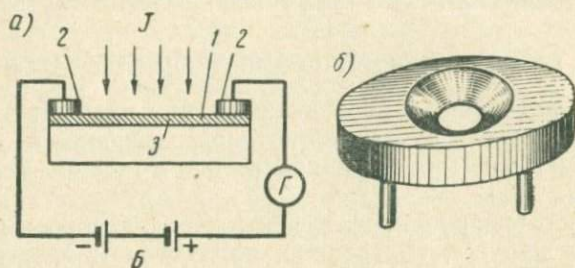


Рис. 1.11. Схема (а) и внешний вид (б) фотосопротивления типа ФС-А:

1 — полупроводник; 2 — металлические электроды, 3 — стеклянная подложка

Чувствительность фотосопротивлений существенно зависит от величины облучающего радиационного потока: с увеличением плотности радиационного потока чувствительность уменьшается.

В паспорте фотосопротивления обычно указывается максимально возможное относительное уменьшение фотосопротивления при его облучении:

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \frac{R_0 - R}{R_0},$$

где R_0 — сопротивление при отсутствии облучения (темновое сопротивление);

R — сопротивление при максимальном облучении (минимальное сопротивление).

Так, для фотосопротивлений типа ФС-А1 $R_0 = 10^4 - 10^5$ ом и $\frac{\Delta R}{R_0} = 0,2$, а для фотосопротивлений типа ФС-К1 $R_0 \geq 10^7$ ом и

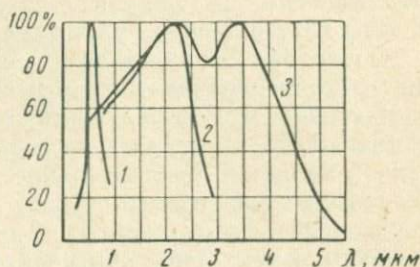
$$\frac{\Delta R}{R_0} = 0,99.$$

Зависимость чувствительности от длины волны облучающей радиации для фотосопротивлений трех типов представлена на рис. 1.12 (в долях от максимальной чувствительности).

Как величина максимальной чувствительности, так и спектральная характеристика фотосопротивлений существенно зависят от температуры. С понижением температуры, как правило,

максимум чувствительности сдвигается в более длинноволновую область спектра, увеличиваясь при этом по абсолютной величине. Инерционность фотоспротивлений с понижением температуры несколько увеличивается.

Рис. 1.12. Спектральные характеристики фотоспротивлений:
1 — типа ФС-К1; 2 — типа ФС-А1; 3 — селенисто-свинцового



Вентильные фотоэлементы с внутренним фотоэффектом (фотопреобразователи с запирающим слоем)

В твердом меднозакисном фотоэлементе с фронтальным фотоэффектом одним из электродов служит медная пластинка. На нее сначала наносится слой закиси меди (Cu_2O), а затем тонкий полупрозрачный слой металла, например золота, который служит вторым электродом.

При облучении фотоэлемента радиационный поток проникает на некоторую глубину в закись меди, высвобождая в ней электроны. На границе между проводником (золотом) и полупроводником (закисью меди) создается вентиль, пропускающий электроны преимущественно в одну сторону — в сторону золота.

Существуют вентильные фотоэлементы с верхним электродом, выполненным в виде сетки. В таких фотоэлементах вентиль образуется на границе между полупроводником и нижним металлическим электродом. Электроны в этом случае движутся от полупроводника к нижнему электроду. Такие фотоэлементы в отличие от вентильных фотоэлементов с фронтальным фотоэффектом называются *вентильными фотоэлементами с тыловым фотоэффектом*.

Вентильные фотоэлементы не требуют для своей работы источников питания, они являются прямыми преобразователями лучистой энергии в электрическую. В связи с этим они часто называются гальваническими фотоэлементами.

Под чувствительностью вентильного фотоэлемента по напряжению понимают приращение электродвижущей силы на электродах фотоэлемента, вызванное изменением плотности радиационного потока на единицу. Соответствующее изменение тока при внешнем сопротивлении, равном нулю, называют *чувствительностью по току*.

Высокоомные вентильные фотоэлементы, обычно германиевые, иногда используются в особом режиме, при котором последовательно с фотоэлементом оказывается включенным источник тока. Фотоэлементы, работающие в таком режиме, называют *фотодиодами*. Фотодиодный режим позволяет значительно увеличить интегральную чувствительность по напряжению.

Сравнивая различные типы существующих в настоящее время фотопреобразователей, необходимо отметить следующее: наибольшей чувствительностью обладают фотоспротивления, наименьшей — вакуумные фотоэлементы (сравнимой характеристикой является чувствительность по току). В связи с этим фотоэлектрические схемы обычно значительно упрощаются при переходе от фотоэлементов с внешним фотоэффектом к вентильным и тем более при переходе к фотоспротивлениям.

Иногда важным преимуществом вентильных фотоэлементов оказывается то обстоятельство, что они могут работать без внешних источников питания.

Максимальная чувствительность вентильных фотоэлементов лежит в области более длинных волн, чем у фотоэлементов с внешним фотоэффектом. Наиболее далеко в инфракрасную область спектра может быть сдвинута кривая чувствительности для фотоспротивлений. Существуют образцы фотоспротивлений, обладающие хорошей чувствительностью вплоть до длин волн 10—15 *мкм* и более.

Спектральные характеристики чувствительности фотопреобразователей часто играют решающую роль при выборе типа преобразователя в тех случаях, когда применяются радиационные потоки с определенными спектральными характеристиками. Чем ближе друг к другу спектральные характеристики фотопреобразователя и облучающего его потока, тем большая чувствительность прибора может быть достигнута.

Наименьшей инерцией, а следовательно, и наилучшими частотными характеристиками обладают вакуумные фотоэлементы, наибольшей инерцией и наихудшей частотной характеристикой — фотоспротивления. Инерция вентильных фотоэлементов имеет примерно тот же порядок, что и для газонаполненных фотоэлементов.

Фотоспротивления и вентильные фотоэлементы обладают меньшей, чем вакуумные фотоэлементы, устойчивостью во времени. Кроме того, их характеристики сильнее зависят от температуры. Наконец, применение фотоспротивлений и вентильных фотоэлементов в ряде случаев осложняется нелинейностью зависимости фототока от плотности облучающего потока.

При сравнительной оценке различных типов фотопреобразователей необходимо иметь в виду, что бурно развивающаяся наука о полупроводниках с каждым годом предоставляет все большие и большие возможности для разработки наиболее ка-

чественных полупроводниковых фотопреобразователей. Так, например, сейчас уже известны опытные образцы фотоспротивлений, по своей инерции и частотным характеристикам почти не уступающие газонаполненным и вентильным фотоэлементам.

§ 1.5. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Известны три различных термоэлектрических эффекта, получивших название в связи с именами ученых, которые открыли их или исследовали: эффект Зеебека, эффект Пельтье, эффект Томсона.

Эффект Зеебека заключается в том, что нагревание или охлаждение контактов между проводниками или полупроводниками, отличающимися друг от друга химическими или физическими свойствами, сопровождается возникновением термоэлектродвижущей силы (термо-э. д. с.). Ее принято характеризовать величиной, так называемой табличной термо-э. д. с., соответствующей изменению температуры контакта на 1° . Величина табличной термо-э. д. с. зависит главным образом от химического состава материалов пары, в меньшей степени — от способа их обработки. Величина табличной термо-э. д. с. является, кроме того, функцией температуры пары, однако эта зависимость для большинства пар сравнительно слабая.

Для замкнутой термопары зависимость термо-э. д. с. от разности температур спаев обычно представляют в виде

$$\varepsilon = e(t_1 - t_2), \quad (1.19)$$

где t_1 и t_2 — температуры спаев;

e — табличная термоэлектродвижущая сила, причем в соответствии со сказанным выше в самом общем случае она является функцией температуры.

В справочниках обычно дается величина e , средняя для диапазона температур $0-100^\circ$, причем при определении этой величины измеряется ε для того случая, когда один спай находится при 0° , а другой — при 100° , и полученный результат делится на 100.

В справочниках обычно дают табличные термо-э. д. с. для некоторых проводников в паре с платиной. Знак определяет полярность пары. Положительный знак означает, что в более холодном спае термо-э. д. с. направлена от данного проводника к платине. Чтобы определить термо-э. д. с. пары, составленной из любых двух проводников, необходимо взять алгебраическую разность их термо-э. д. с. в паре с платиной. Так, например, для распространенной в измерительной технике пары константан — манганин

$$e = -3,5 \cdot 10^{-5} - 0,8 \cdot 10^{-5} = -4,3 \cdot 10^{-5} \text{ в/град.}$$

Знак «—» означает, что в холодном спае такой пары потенциал константана ниже, чем манганина.

Эффект Зеебека используется в измерительной технике для преобразования тепловой энергии в электрическую. Наблюдая за величиной электрического сигнала, вырабатываемого термопарой при наличии разности температур спаев, можно судить об изменении температур спаев. В частности, если один спай термостатировать, т. е. поддерживать при постоянной температуре, то величина сигнала будет однозначно определяться температурой второго спае. Термопары применяют также и для непосредственного определения разности температур в двух точках, в которых установлены спаи.

Для полупроводниковых пар эффект Зеебека значительно сильнее, чем для проводниковых. Так, например, для полупроводниковой пары $\text{Cu}_2\text{O}-\text{CuO}$ табличная термо-э. д. с. составляет $180 \cdot 10^{-5}$ в/град, т. е. примерно на два порядка больше, чем для большинства проводниковых пар. Тем не менее в измерительной технике для преобразования тепловой энергии в электрическую применяются почти исключительно проводниковые пары, как обладающие большей устойчивостью показаний и более стойкие механически.

Здесь следует сделать такое примечание. В последнее время стало известно, что некоторые металлические сплавы, применяющиеся для изготовления термопар, по характеру своей проводимости должны быть отнесены не к проводникам, как это всегда делалось, а к полупроводникам, так как они обладают не только электронной, но и дырочной электропроводностью.

Эффект Пельтье в известном смысле является обратным эффектом Зеебека. Заключается он в том, что при прохождении тока через термопару в местах соединений поглощается или выделяется тепло, добавочное по отношению к обычному теплу Ленца — Джоуля. Если при одном направлении тока в данном спае выделяется тепло, то при изменении направления тока на обратное тепло будет поглощаться. Эффект Пельтье используется в рассматриваемых ниже термоэлектрических генераторах холода.

Эффект Томсона заключается в том, что в однородном проводнике при прохождении тока выделяется или поглощается тепло, если по длине проводника имеет место градиент температуры.

Если первые два эффекта — Зеебека и Пельтье — нашли широкое применение в измерительной технике, то эффект Томсона следует упомянуть лишь в связи с искажающим влиянием, которое он может оказывать в термометрических узлах отдельных измерительных приборов.

Термоэлектрические генераторы холода

В некоторых приборах, в частности в конденсационных гигрометрах, требуется иметь источник холода. В качестве холодильников могут применяться термостаты с хладагентами, имеющими низкую температуру кипения (сжиженный воздух или кислород, спирт, охлажденный твердой углекислотой и т. д.). Охлаждение регулируется либо изменением скорости подачи хладагента, либо изменением интенсивности теплообмена между хладагентом и охлаждаемым объектом, либо с помощью подогревателя.

Практически более удобны разработанные в последние годы термоэлектрические холодильники, основанные на эффекте Пельтье. Они менее громоздки, позволяют более плавно регулировать температуру, значительно проще и надежнее автоматизируются.

Благодаря эффекту Пельтье в термоспае выделяется или поглощается количество тепла Q , прямо пропорциональное силе протекающего тока i ,

$$Q = \pm Pi, \quad (1.20)$$

где P — коэффициент Пельтье, равный произведению табличной термо-э. д. с. (обозначается через e) и абсолютной температуры контакта $P = eT$.

Таким образом,

$$Q = \pm eiT. \quad (1.21)$$

Отсюда видно, что эффект Пельтье наиболее велик для тех пар, для которых велик эффект Зеебека: для полупроводниковых термопар он в десятки раз сильнее, чем для металлических. Практическое значение имеют именно полупроводниковые хладогенераторы.

Принципиальная схема полупроводникового термоэлектрического хладогенератора представлена на рис. 1.13. Если бруски I и I' выполнены из полупроводника с электронной проводимостью, а брусок 2 — из полупроводника с дырочной проводимостью, то в спае I будет поглощаться тепло Пельтье, а в спае II — выделяться.

Разность температур спаев $T_2 - T_1$ будет зависеть как от указанных количеств тепла, так и от того, насколько интенсив теплообмен; во-первых, между спаями и, во-вторых, между спаями и средой, в которой они находятся.

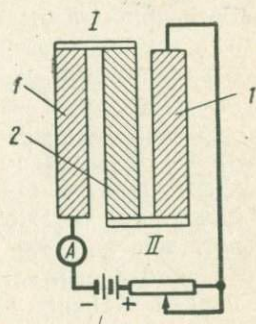


Рис. 1.13. Схема термоэлектрического хладогенератора

бильно работает усилитель, в частности, насколько независимы его основные характеристики от изменения внешних условий. Это обстоятельство играет особенно большую роль для приборов, которые эксплуатируются в естественных условиях, где изменения температуры и влажности воздуха, а также давления могут быть весьма значительны.

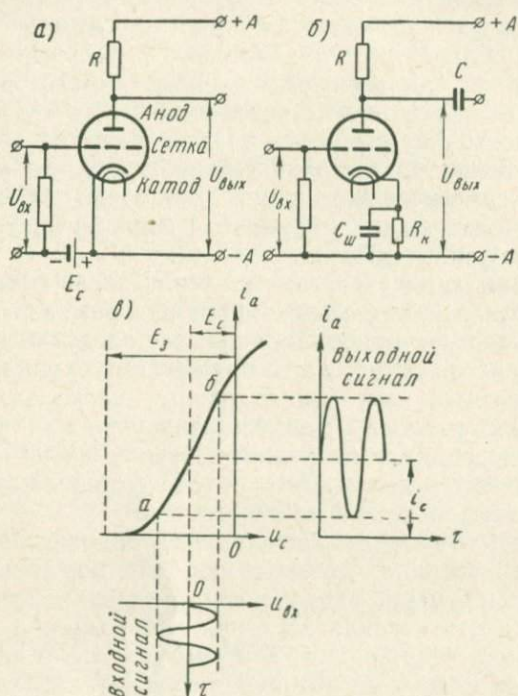


Рис. 1.14. Ламповый усилитель на сопротивлениях (резисторах):

a — с батареей смещения; *б* — с автоматическим катодным смещением; *в* — анодно-сеточная характеристика

Схема типового усилителя на трехэлектродной лампе (триоде) с использованием в качестве анодной нагрузки активного сопротивления резистора представлена на рис. 1.14. Входной усиливаемый электрический сигнал, управляя потенциалом сетки, управляет тем самым электронным потоком, идущим через лампу, а следовательно, и напряжением на аноде лампы.

На рис. 1.14, *в* показана зависимость анодного тока i_a от величины напряжения U_c на управляющей сетке. Последнее складывается из напряжения входного сигнала $U_{вх}$ и напряжения смещения E_c , которое на рис. 1.14, *а* создается батареей смещения E_c . При отсутствии входного сигнала по анодной

нагрузке R протекает ток i_a . Появление на сетке отрицательного входного сигнала, препятствующего потоку электронов через лампу, вызывает уменьшение анодного тока i_a . Если на сетку подать достаточно большой по абсолютной величине отрицательный сигнал E_3 , то ток исчезает. В таких случаях говорят, что лампа заперта (закрыта). Повышение потенциала сетки вызывает увеличение анодного тока в соответствии с типовой анодно-сеточной характеристикой, показанной на рис. 1.14, *в*. Она близка к прямой линии лишь на ограниченном участке ab . Поэтому с целью получения минимальных амплитудных искажений напряжение смещения E_c выбирают таким, чтобы при всех возможных изменениях входного сигнала $U_{вх}$ напряжение на сетке $U_c = U_{вх} + E_c$ не выходило за пределы прямолинейного участка анодно-сеточной характеристики. Тогда подобие входного и выходного сигналов будет максимальным (минимум нелинейного искажения сигнала). Именно такой случай показан на рис. 1.14, *в*: выходной сигнал как функция времени τ подобен входному.

В некоторых случаях, когда нужно усилить не весь сигнал, а только его положительную часть, напряжение смещения увеличивают настолько, чтобы при отрицательном входном сигнале лампа оказывалась запертой. Такой режим работы усилителя называется режимом работы B или второго рода в отличие от изображенного на рис. 1.14 режима A (первого рода). Режим B называют также режимом с отсечкой.

На рис. 1.14, *а* смещение достигается с помощью батарей. Часто применяют так называемое автоматическое смещение, в частности автоматическое катодное смещение, которое создается в результате падения напряжения на сопротивлении R_k , включенном в катод лампы (рис. 1.14, *б*).

В схеме (рис. 1.14, *б*) входной усиливаемый сигнал, управляя током, текущим через лампу, управляет тем самым и напряжением смещения; таким образом возникает обратная связь между входным и выходным сигналами. Так как увеличение сигнала влечет за собой увеличение смещения и, как следствие, уменьшение выходного сигнала, то такая связь называется отрицательной обратной связью. Ее называют, кроме того, связью по току с целью подчеркнуть, что величина сигнала обратной связи определяется силой тока на участке, являющемся общим для входной и выходной частей усилителя.

При усилении быстро меняющихся сигналов обратную связь можно существенно ослабить, зашунтировав катодное сопротивление емкостью. Тогда постоянная составляющая катодного тока будет проходить по активному катодному сопротивлению, создавая постоянное смещение, а переменная составляющая — по реактивному сопротивлению. Шунтирующая емкость $C_{ш}$ показана на рис. 1.14, *б* и некоторых последующих.

Коэффициент усиления по напряжению достигает в современных триодах 20 и более. Если требуется применение вторичного каскада усиления сигнала, то сигнал, усиленный первой лампой, используют для управления напряжением на сетке второй лампы. Его нельзя подавать непосредственно на сетку второй лампы, ибо в таком случае потенциал сетки оказался бы близким к анодному, и сетка перестала бы управлять потоком электронов.

Если усиливается переменный ток, то прежде всего усиленный сигнал подается на разделительный конденсатор C (рис. 1.14, б), чтобы отделить от сетки второй лампы постоянную составляющую анодного тока первой лампы и подать на сетку лишь его переменную составляющую, подлежащую дальнейшему усилению. Для создания же смещения сетки второй лампы включают батарею смещения либо применяют автоматическое смещение. Применение разделительного конденсатора приводит к зависимости полного коэффициента усиления от частоты, от величины которой зависит сопротивление конденсатора, а следовательно, и сеточное напряжение второй лампы.

Связь со следующим каскадом усиления, если он необходим, строится так же, как и между первым и вторым. Двухкаскадный усилитель может быть построен на двойном триоде, тогда левая половина лампы используется в первом каскаде усиления, а правая — во втором. Подобные схемы будут показаны в следующих главах книги.

Аналогичным образом строятся усилительные каскады с дросселем или трансформатором в качестве анодной нагрузки и разделительным конденсатором в линии, связывающей предыдущий каскад усиления с последующим.

В измерительных приборах часто приходится многократно усиливать медленно меняющиеся сигналы, для которых конденсаторы с практически реальными значениями емкости представляют собой слишком большие сопротивления (вспомним, что сопротивление конденсатора обратно пропорционально произведению частоты на емкость). Такие медленно меняющиеся сигналы принято условно называть *постоянными* и соответственно усилители — усилителями постоянного тока.

Слабым местом простейших усилителей постоянного тока является их сравнительно невысокая стабильность. В связи с отсутствием разделительных емкостей медленное изменение напряжения источников питания, эмиссии ламп и тому подобные изменения передаются на выход многокаскадного усилителя наряду с изменениями исследуемого сигнала, что может значительно исказить результаты измерений. Именно поэтому всегда, когда это возможно, применяют усиление переменных токов. С этой целью в приборах нередко применяются преобразователи постоянного тока в переменный

Следует иметь в виду, что стабильность усилителя постоянного тока может быть существенно повышена некоторым усложнением схемы. Такие усилители применяются, когда требуется усиление постоянного тока без преобразования его в переменный.

Для стабилизации работы усилителей постоянного тока применяют в основном три приема, ослабляющие влияние колебания напряжения источников питания на результаты измерения. Первый связан со стабилизацией всех батарей источников питания. Второй — с применением балансных (дифференциальных) схем, в которых сравниваются два сигнала, одинаково искажающиеся в результате изменения напряжения источников питания. Такие схемы в книге будут многократно использоваться. Наконец, третий прием связан с использованием обратной связи, охватывающей каскады, благодаря которой усиление сигнала автоматически регулируется вслед за изменением напряжения источников питания.

Применяются в измерительных схемах и более сложные, многоэлектродные лампы. Следует, однако, иметь в виду, что, обладая большим коэффициентом усиления, они в то же время более чувствительны к изменчивости сопротивлений, составляющих схему усилителя, и имеют большие собственные шумы. Типовая схема использования пятиэлектродной лампы (пентода) в качестве усилителя показана на рис. 1.15.

Защитная сетка, как правило, закорачивается на катод лампы (как на рис. 1.15), на экранную сетку подают напряжение несколько более низкое, чем на анод лампы, и блокируют эту сетку конденсатором на корпус прибора ($-A$).

Выше говорилось об усилении электрических сигналов, не разделяя на усилители напряжения и мощности. Соотношения между входными и выходными значениями силы тока, напряжения, мощности определяются как конструкцией ламп, так и схемами их включения.

Так, например, значительного эффекта усиления тока и мощности удастся достичь, применяя схему катодного повторителя. В этом случае выходное напряжение снимается с катодного сопротивления и оказывается примерно равным входному. Сила же выходного тока оказывается значительно усиленной: примерно во столько раз, во сколько входное сопротивление больше выходного. Соответственно усиливается и мощность тока. Суще-

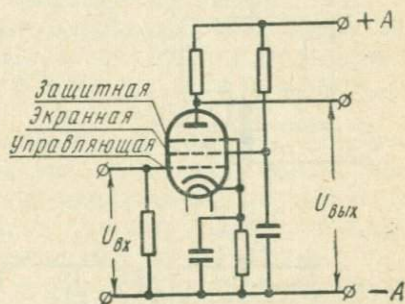


Рис. 1.15. Пентод в схеме усилителя

ствуют и другие схемы — с анодной выходной нагрузкой, позволяющие усиливать силу тока и мощность. Однако, как правило, усиления мощности достигают не только изменением схемы, но и применением ламп особой конструкции, отличающихся большими значениями анодных токов и мощности рассеяния. Сеточные напряжения таких ламп также сравнительно высокие. Поэтому обычно перед каскадом усиления мощности ставятся каскады, усиливающие напряжение сигнала до значений, достаточных для управления лампами усилителя мощности. Для увеличения выходной мощности часто включаются две или более ламп параллельно друг другу. Один из вариантов мощности — фазочувствительный многокаскадный усилитель — будет рассмотрен в § 1.7.

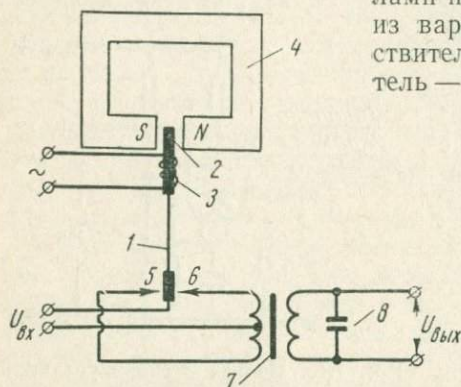


Рис. 1.16. Вибрационный преобразователь постоянного тока в переменный

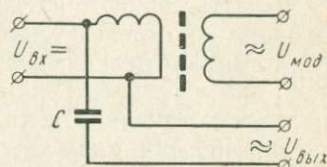


Рис. 1.17. Магнитный преобразователь постоянного тока в переменный

Нередко для усиления постоянного и медленно меняющегося сигнала его предварительно преобразуют в переменный сигнал фиксированной частоты, притом значительно более высокой, чем возможные частоты изменения исследуемого сигнала. Преобразованный сигнал усиливают с помощью обычных усилительных каскадов переменного тока.

Наибольшее распространение в измерительной технике получили вибрационные преобразователи. В последнее время с ними стали успешно конкурировать полупроводниковые преобразователи, в частности, основанные на эффекте Холла. Вибрационный преобразователь показан на рис. 1.16.

Упругая металлическая пластинка 1 с якорем 2 из мягкой стали жестко укреплена своим нижним концом. Переменное магнитное поле, которое создается катушкой 3, питающейся переменным током, заставляет якорь колебаться между полюсами постоянного магнита 4 в такт изменениям тока в катушке.

Вибрирующая пластинка замыкается то на контакт 5, то на контакт 6, подавая входное напряжение то на один, то на другой конец первичной обмотки трансформатора 7. В результате

в первичной, а следовательно, и во вторичной обмотке трансформатора возникает напряжение, меняющееся по фазе на полпериода в такт изменениям направления тока в катушке 3.

Со вторичной обмотки ток подается на вход усилителя. Обычно трансформатор используется не только для преобразования, но и для предварительного усиления сигнала по напряжению. Для отфильтровывания высших гармоник вторичная обмотка трансформатора шунтируется конденсатором 8, так, что образуется LC -контур с резонансной частотой, равной частоте переменного тока, питающего преобразователь.

Чувствительность и срок службы вибропреобразователей в значительной мере определяются качеством контактов.

Имеются сообщения о выпуске вибропреобразователей несколько измененной конструкции с уровнем собственных шумов менее $0,1$ мкв при нагрузке 10^3 ом и менее 1 мкв при нагрузке 10^6 ом.

На рис. 1.17 показан магнитный преобразователь (модулятор) с поперечным полем, основанный на эффекте Холла. Модулятор представляет собой полупроводниковый сердечник с двумя обмотками, расположенными так, что магнитное поле, которое создается обмоткой переменного тока, направлено перпендикулярно направлению тока в обмотке постоянного (входного) сигнала.

В результате эффекта Холла в выходной цепи возникает переменный сигнал с частотой, равной частоте изменения магнитного поля, т. е. частоте переменного тока, и с амплитудой, пропорциональной амплитуде входного сигнала. Для разделения входной и выходной цепей по постоянному току в выходную цепь включается разделительный конденсатор С.

В связи с отсутствием механических контактов в модуляторе Холла срок их службы оказывается практически неограниченным. Механические контакты отсутствуют также и в транзисторном преобразователе постоянного тока в переменный, один из вариантов которого рассмотрен ниже.

Наконец, преобразование может осуществляться в схеме с конденсатором, одна из пластин которого вибрирует под действием внешнего переменного магнитного поля. На выходе такой схемы создается сигнал, частота которого равна частоте изменения магнитного поля, а амплитуда пропорциональна амплитуде входного (постоянного) сигнала.

При усилении медленно меняющихся сигналов в измерительных схемах нередко применяют усиление на несущей частоте. В таких случаях схему, с которой должен поступить сигнал, подлежащий усилению, питают не постоянным, а переменным током с частотой по крайней мере на порядок более высокой, чем самый высокочастотный сигнал, подлежащий измерению. Тогда на вход усилителя поступает сигнал, имеющий частоту

источника тока, промодулированный колебаниями величины, подлежащей измерению. Сигнал усиливается обычными усилителями переменного тока, а затем после усиления подается на детектор, включающий в себя фильтр, разделяющий колебания высоких и низких частот. Низкочастотный сигнал подается на окончательный измерительный прибор.

В разделяющем фильтре может применяться, например, дроссель, реактивное сопротивление которого резко возрастает с увеличением частоты тока. Подбором индуктивности можно добиться того, что высокочастотная составляющая тока проходить через дроссель практически не будет.

Схемы усиления на несущей частоте могут быть самыми разнообразными. Некоторые из них рассматриваются в следующих главах книги.

Магнитные усилители

Для усиления слабых сигналов постоянного тока могут применяться магнитные усилители, представляющие собой замкнутые сердечники из ферромагнитного материала с двумя или более обмотками (рис. 1.18).

Увеличение исследуемого входного сигнала постоянного тока в управляющих обмотках I и I' вызывает увеличение магнитного

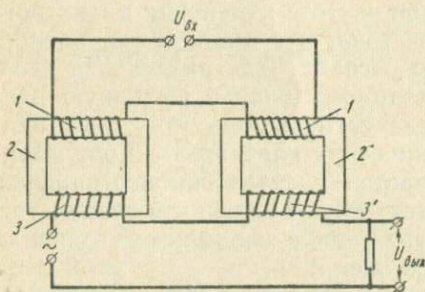


Рис. 1.18. Магнитный усилитель

сопротивления пермалловых сердечников 2 и $2'$ и соответственно уменьшение индуктивного сопротивления нагрузочных обмоток 3 и $3'$, питающихся переменным током. В результате сила тока в нагрузочных обмотках вслед за увеличением входного сигнала возрастает.

Подобным образом может быть получено усиление сигнала по мощности в 100—200 раз и более в одном простейшем каскаде усиления

При необходимости выходной сигнал может быть обычными приемами преобразован в сигнал постоянного тока.

Наличие двух систем идентичных обмоток позволяет свести к нулю трансформаторный эффект возникновения паразитных переменных э. д. с. в управляющих обмотках под действием переменных э. д. с. в нагрузочных обмотках. С этой целью нагрузочные обмотки 3 и $3'$ намотаны навстречу друг другу, а управляющие 1 и $1'$ — в одну сторону (или наоборот). Вследст-

вне этого наводимые в управляющих обмотках э. д. с. оказываются противоположными по знаку и взаимно уничтожаются.

В тех случаях, когда необходимо иметь на выходе усилителя сигнал, меняющий свою полярность при изменении знака входного сигнала, применяют дифференциальные магнитные усилители.

Основными достоинствами магнитных усилителей являются возможность достижения большого усиления, механическая прочность, безотказность в работе и долговечность. К недостаткам следует отнести инерционность, составляющую для типовых усилителей десятые доли секунды, и зависимость коэффициента усиления от температуры и от напряжения источника питания усилителя.

Усилители на полупроводниковых триодах (транзисторах)

Характер электропроводности полупроводников существенно зависит как от состава, так и от знака приложенного к ним напряжения. Так, германий с небольшим количеством примеси мышьяка обладает преимущественно электронной проводимостью (так называемой проводимостью типа n). Германий с небольшим количеством примеси индия является полупроводником с преобладанием дырочной проводимости (проводимость типа p). В таком полупроводнике имеются в значительном количестве свободные, не занятые электронами участки (дырки), которые могут занимать ближайшими электронами, на месте которых в свою очередь образуются новые дырки. Таким образом, дырки перемещаются, что эквивалентно электрическому току, состоящему из положительно заряженных частиц.

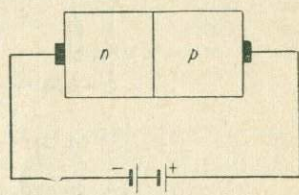


Рис. 1.19. Схема $n-p$ перехода в полупроводнике (диод типа $n-p$)

Составим пару из двух разнородных полупроводников, подключив к ней источник тока так, как это показано на рис. 1.19. Тогда к границе между полупроводниками слева будут двигаться электроны, а справа — дырки. Взаимно проникая на некоторую глубину через границу (эту границу принято называть переходом), электроны и дырки рекомбинируют друг с другом, обеспечивая возможность подхода к границе новых электронов и дырок. Таким образом, может возникать значительный ток.

Поменяем местами полюса батареи. Как электроны, так и дырки будут теперь двигаться от перехода в стороны, в результате чего область вблизи перехода будет обедняться электрона-

ми и дырками. Если бы проводимость полупроводников была либо чисто электронной, либо чисто дырочная, то ток быстро бы прекратился. Однако, кроме основных носителей тока — электронов в полупроводниках с проводимостью типа n и дырок в полупроводниках с проводимостью типа p , — имеется хотя и сравнительно небольшое количество не основных носителей тока: дырок в первом случае и электронов — во втором. Они-то и обеспечивают теперь ток, значительно меньший, чем в случае, изображенном на рис. 1.19. Таким образом, диод, составленный из двух полупроводников с проводимостью типа n и p , может

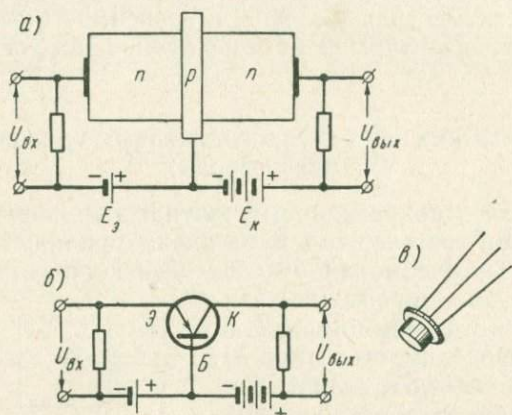


Рис. 1.20. Полупроводниковый триод (транзистор):
 а — схема; б — принятое обозначение на схемах; в — внешний вид

выполнять функции выпрямителя, ибо величина электропроводности такого диода в одном направлении значительно больше, чем в противоположном.

Составим усилительный триод типа $n-p-n$, представляющий собой комплекс из двух диодов с полупроводником типа p посередине (рис. 1.20, а). Толщина среднего слоя должна быть небольшой, во всяком случае меньше, чем путь, на котором рекомбинируют электроны с дырками в полупроводнике типа p (длина диффузионного смещения). Левый электрод называют эмиттером \mathcal{E} , правый — коллектором \mathcal{K} , средний — основанием \mathcal{B} (или базой). Сигнал, подлежащий усилению, подается между основанием и эмиттером, нагрузка выхода — между основанием и коллектором. Э. д. с. батареи смещения эмиттера E_3 и э. д. с. батареи коллектора E_K должны быть такими, чтобы при любом значении сигнала знак напряжения между эмиттером и основанием не менялся.

Так как электропроводность левой части велика, то большое

количество электронов достигает основания, накапливается около него и проникает в правый полупроводник типа n . Там они увлекаются значительно более сильным полем, создаваемым батареей смещения коллектора, достигают коллектора и далее через сопротивление нагрузки ток замыкается на батарее. При этом собственный ток (ток отсечки), который создается правым диодом, невелик, так как его электропроводность мала, и величина тока в коллекторе оказывается зависящей главным образом от количества электронов, переходящих из левой части в правую, что в свою очередь определяется (при постоянном значении E_0) величиной входного сигнала.

Усиление по току в подобных триодах не происходит, токи в эмиттере и коллекторе по величине близки друг другу. Однако в силу различия сопротивлений левой и правой частей триода мощность тока в коллекторе оказывается значительно больше мощности тока в эмиттере: имеет место значительное усиление мощности тока. Специальные схемы транзисторных усилителей позволяют добиваться, если это необходимо, усиления тока.

Кроме транзисторов типа $n-p-n$, могут применяться транзисторы типа $p-n-p$, в которых по краям находятся полупроводники с дырочной проводимостью, а посередине — с электронной. Принцип их действия аналогичен. Разумеется, что полярность батарей смещения в этом случае должна быть изменена на обратную.

Схемы усилителей на транзисторах аналогичны схемам на электронных лампах. Эмиттер транзистора в схемах обычно соответствует катоду электронной лампы, коллектор — аноду, а основание — сетке.

Так, в схеме, представленной на рис. 1.20, б, усиливаемый сигнал подается между эмиттером (аналог катода) и основанием (аналог сетки), а снимается с коллектора (аналог анода). Разница лишь в том, что в отличие от электронных схем выходная нагрузка подключается между коллектором и основанием, а не эмиттером, как этого требовала бы аналогия.

На рис. 1.21 дана схема балансного (или двухтактного) полупроводникового усилителя постоянного тока. Она в принципе повторяет предыдущую (см. рис. 1.20), однако здесь применено два одинаковых транзистора. Такая схема удобна тем, что при нулевом входном сигнале выходной сигнал также равен нулю и меняет знак при перемене знака входного сигнала. Это обеспечивается симметричностью схемы относительно источников питания.

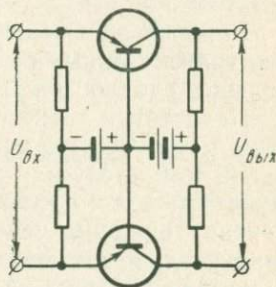


Рис. 1.21. Двухтактный усилитель постоянного тока на транзисторах

Коэффициент усиления схемы, изображенной на рис. 1.21, при прочих равных условиях в два раза больше, чем для схемы, изображенной на рис. 1.20.

Весьма перспективными свойствами транзисторных и сегнетоэлектрических усилителей, применяющихся в измерительной технике пока лишь в ограниченных пределах, являются большой коэффициент усиления по мощности, малые размеры, механическая прочность, экономичность, долговечность, отсутствие нитей накала, в связи с чем не требуется времени на разогрев усилителя.

Важным преимуществом сегнетоэлектрических усилителей перед транзисторными в ряде случаев оказывается их значительно большее входное сопротивление.

Недостатки сегнетоэлектрических усилителей пока еще изучены мало. Что же касается современных транзисторных усилителей, то к числу их основных недостатков следует отнести большую, чем у ламп, зависимость параметров от времени и от изменения внешних условий, в первую очередь от температуры; сравнительно большие собственные шумы; наконец, трудность изготовления большой партии транзисторов с одинаковыми значениями параметров. Однако по мере развития полупроводниковой техники эти недостатки постепенно устраняются.

Усиление фототоков

Фотопреобразователи могут применяться как непосредственно с электроизмерительными приборами, так и в комплекте с усилителями. Фотосопротивления используются в измерительной аппаратуре, чаще всего в мостовых схемах (см. § 1.7). Если мост питается переменным током, то напряжение разбаланса усиливается, когда это необходимо, путем включения его между катодом и сеткой обычного усилителя переменного тока. Если мост питается постоянным током, то сигнал разбаланса либо усиливается усилителем постоянного тока, либо перед усилением преобразуется в переменный. Аналогично усиливаются фототоки вентильных фотоэлементов. Некоторую особенность могут иметь усилительные схемы в случае фотоэлементов с внешним фотоэффектом. Если используются специальные электрометрические лампы, для которых характерно высокое сопротивление между сеткой и катодом, сравнимое с сопротивлением фотоэлементов с внешним фотоэффектом, то последние включаются непосредственно между сеткой и катодом. Если же применяются обычные усилительные лампы, то либо фотоэлемент шунтируется меньшим сопротивлением, сравнимым с сопротивлением между катодом и сеткой, и вместе с ним подключается между катодом и сеткой, либо, что делается чаще, включается между сеткой и анодом (рис. 1.21), а в цепь сетки включается сопротивление утеч-

ки, которое позволяет выполнять взаимное регулирование напряжения на фотоэлементе и сеточного смещения.

Измерительный прибор может включаться в качестве анодной или катодной нагрузки. Если усиление с помощью одного каскада недостаточно, то применяются многокаскадные усилители; при этом измерительный прибор включается в оконечный каскад. В ряде случаев применяют мостовые схемы включения двух фотоэлементов (рис. 1.21). В этом случае показания электроизмерительного прибора прямо пропорциональны разности анодных токов ламп. Вместо двух триодов может применяться один двойной триод, как показано на рис. 1.21.

Для усиления фототоков применяются также магнитные усилители.

Фотоэлектроннооптические усилители

Существует много различных усилителей, принципиальной особенностью которых является применение гальванометров в качестве первичных измерительных приборов и фотоэлектрических устройств, фиксирующих с большой точностью поворот зеркала гальванометра. На рис. 1.22, 1.23 дана одна из схем фотоэлектроннооптического усилителя (ФЭОУ). Свет от лампочки 1 призмами полного внутреннего отражения 2 и 3 направляется на длиннофокусные линзы 4 и 5, далее через решетки 6, 7 и длиннофокусную линзу 8 — на зеркало гальванометра 9. Изображение решеток 6 и 7, отраженное от зеркала 9, линзой 8 направляется соответственно на решетки 10 и 11.

Оптическая система юстирована таким образом, что при нулевом положении зеркала гальванометра щели в решетках 10 и 11 освещены только наполовину. При этом освещенность фотоэлемента 12, 13 оказывается одинаковой, и мостовая схема, в которую включены фотоэлементы, находится в равновесии.

При повороте зеркала изображения решеток 6 и 7 в плоскости решеток 10 и 11 смещаются таким образом, что освещенная часть одной из щелей решеток 10 и 11 увеличивается, а другой — уменьшается. Благодаря этому освещенность одного из фотоэлементов 12 и 13 увеличивается, а другого — уменьшается.

Для фотоэлектроннооптических усилителей характерны малые значения собственных шумов, что позволяет усиливать чрезвычайно малые напряжения порядка сотых долей микровольта и менее. Следует, однако, иметь в виду, что применение гальванометров в ФЭОУ ограничивает возможности их использования при исследовании быстроменяющихся сигналов ($\sim 5-10$ гц и более).

Фотоэлектроннооптический усилитель может давать значительное усиление сигналов, достигающее при применении нескольких каскадов решеток сотен тысяч раз и более.

Благодаря применению двух оптических каналов и мостовой схемы включения фотоэлементов колебания силы света лампочки *1* сказывается на эффекте усиления сравнительно мало.

В настоящем параграфе рассматривались типовые схемы усилителей. Они ни в коей мере не исчерпывают всего разнообразия практически применяющихся схем; некоторые из них будут рассмотрены с теми конкретными приборами, частью которых они являются.

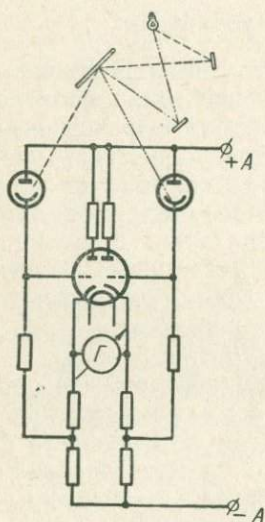


Рис. 1.22. Фотоэлектроннооптический усилитель

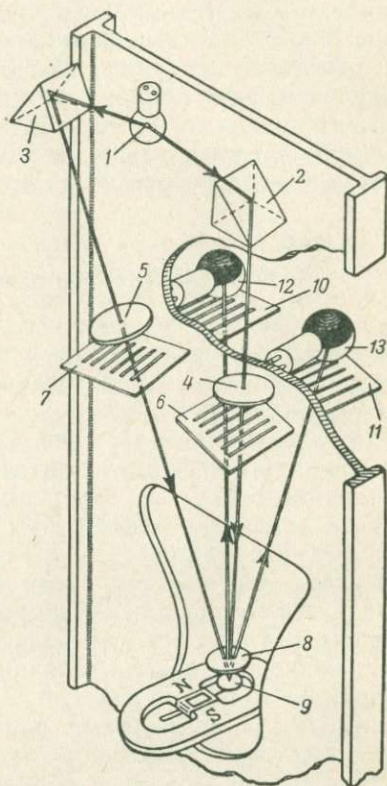


Рис. 1.23. Фотоэлектроннооптический усилитель (оптическая часть)

§ 1.7. МОСТОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Электрические мостовые схемы находят широкое применение в измерительной технике. В качестве плеч в измерительных мостах применяют как активные, так и реактивные (емкостные, индуктивные) сопротивления, изменение которых связано с изменением величин, подлежащих измерению. Так, например, изменение температуры среды может быть преобразовано в изменение электрического сопротивления датчика, что будет зафиксировано мостовой схемой, если датчик включить в мост в каче-

стве одного из плеч. Различного рода деформационные чувствительные элементы (например, анероидные коробки) могут воздействовать на датчики с регулируемой величиной активного сопротивления, емкости, индуктивности.

Четырехплечий мост сопротивления (резисторный мост) на постоянном токе (рис. 1.24) состоит из следующих частей: четыре плеча $ABCD$ образуют четырехугольник с вершинами a, b, c, d . Вершины d и b соединены диагональю питания, включающей в себя источник тока E , вершины a и c — измерительной диагональю с электроизмерительным прибором, в простейшем случае — с гальванометром Γ . В измерительную диагональ нередко включают добавочные сопротивления с целью улучшить режим работы указывающего прибора (см. § 1.1).

Ток в измерительной диагонали моста можно определить по теореме об эквивалентном генераторе, согласно которой ток, протекающий по участку электрической цепи, имеющему сопротивление R , равен напряжению U_0 , которое создается между точками включения сопротивления R , когда последнее разорвано (напряжение холостого хода), деленному на сумму сопротивлений R , и так называемого сопротивления короткого замыкания R_k , которое создается между точками включения сопротивления R , когда последнее разорвано, а источники э. д. с. цепи замкнуты накоротко. В нашем случае в роли сопротивления R выступает сопротивление гальванометра R_Γ , тогда

$$U_0 = U \frac{A}{A+B} - U \frac{D}{C+D},$$

где U — напряжение между вершинами d и b , и

$$R_k = \frac{AB}{A+B} + \frac{CD}{C+D},$$

откуда

$$i = \frac{U_0}{R_\Gamma + R_k} = \frac{U(AC - BD)}{R_\Gamma(A+B)(C+D) + AB(C+D) + CD(A+B)}. \quad (1.22)$$

Когда сопротивления плеч мало отличаются друг от друга, то в знаменателе (1.22) оказывается возможным принять их равными друг другу, т. е.

$$i = \frac{U(AC - BD)}{4D^2(R_\Gamma + D)}. \quad (1.23)$$

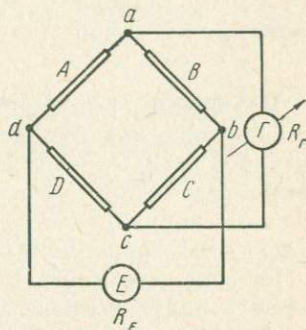


Рис. 1.24. Четырехплечий мост сопротивлений на постоянном токе

Если в диагонали питания последовательно с источником тока включено сопротивление, то уравнение (1.22) усложняется следующим образом:

$$i = \frac{U(AC - BD)}{R_n R_r (A + B + C + D) + R_r (A + B)(C + D) + R_n (A + D)(B + C) + AB(C + D) + CD(A + B)} \quad (1.24)$$

где R_n — сопротивление диагонали питания.

Легко видеть, что при $R_n = 0$ уравнение (1.24) переходит в уравнение (1.22).

Любое из уравнений (1.22) — (1.24) свидетельствует о том, что ток в гальванометре отсутствует (достигается равновесие моста) при условии

$$AC = BD. \quad (1.25)$$

Уравнение (1.25), впрочем, может быть получено и непосредственно, так как оно является условием равенства друг другу потенциалов мостовых вершин a и c при отсутствии тока в гальванометре ($U_0 = 0$). Условие (1.25) обычно формулируют следующим образом: *мост находится в равновесии, если произведения сопротивлений противолежащих плеч равны.*

При расчете мостовых схем, как правило, возникает необходимость найти условие максимальной чувствительности гальванометра к изменению какого-либо из плеч. Так, например, если мост применяется в термометрах сопротивления (см. § 2.3), то требуется, чтобы гальванометр максимально реагировал на изменение термосопротивления, включенного в качестве одного из плеч.

Пусть изменяется плечо A . Тогда условием максимальной чувствительности будет

$$\frac{di}{dA} = \max. \quad (1.26)$$

Если считать $U = \text{const}$, то решение (1.26) может быть найдено непосредственным дифференцированием (1.22), (1.23) или (1.24). Однако практически оказывается необходимым выполнить еще ряд дополнительных условий. Исследование на максимум в этих случаях соответственно усложняется. Так, например, если дополнительно требуется, чтобы по сопротивлению A , являющемуся объектом исследования, протекал минимальный ток, чувствительность в смысле, как это определяется (1.26), будет тем больше, чем больше отношения $\frac{A}{D}$ и $\frac{B}{A}$. Однако на пути увеличения этих отношений имеется трудность, связанная с тем, что, увеличивая их, одновременно увеличиваем общий расход тока. Поэтому обычно ограничиваются отношениями

$$\frac{A}{D} \approx \frac{B}{A} \approx 10. \quad (1.27)$$

Величина $\frac{di}{dA}$ определяет зависимость чувствительности моста от соотношения величин сопротивлений, составляющих мост. Более полной характеристикой чувствительности моста в целом является величина $\frac{dN}{dA}$, где N — положение указателя измерительного прибора, включенного в измерительную диагональ моста. Эта величина зависит как от величины $\frac{di}{dA}$, так и от чувствительности самого измерительного прибора.

Действительно,

$$\frac{dN}{dA} = \frac{dN}{di} \frac{di}{dA},$$

где $\frac{dN}{di}$ — смещение указателя, соответствующее изменению тока на единицу (чувствительность указателя по току). Если в качестве характеристики указывающего прибора применять его чувствительность по напряжению

$$\frac{dN}{dV}, \text{ то } \frac{dN}{dA} = \frac{dN}{dV} \frac{dV}{dA},$$

где V — напряжение на клеммах указателя.

Если с мостом работают при условии $i=0$ (метод уравновешенного моста) и регулируемым плечом является одно плечо B , то, говоря о высокой чувствительности, подразумевают под ней максимальность изменения регулируемого сопротивления B при изменении исследуемого сопротивления A на единицу.

Если $AC=BD$, то

$$\frac{dB}{dA} = \frac{C}{D} = \frac{B}{A}. \quad (1.28)$$

Таким образом, и в этом смысле чувствительность тем больше, чем больше B по сравнению с A .

В том случае, когда равновесия добиваются одновременным изменением двух смежных регулируемых плеч, например B и C , условием максимальной чувствительности будет

$$\frac{d \frac{B}{C}}{dA} = \max, \quad (1.29)$$

что выполняется при $B-C \rightarrow 0$.

Читателю предлагается доказать это.

В качестве основной характеристики чувствительности уравновешенного моста приняли изменение регулируемого плеча, соответствующее изменению измеряемого плеча на единицу $\left(\frac{dB}{dA}\right)$.

Можно, однако, представить себе такой мост, в котором высокая чувствительность $\frac{dB}{dA}$ не может быть реализована потому, что указывающий прибор не в состоянии обнаружить такое отклонение моста от равновесия. Поэтому для полной характеристики чувствительности уравновешенного моста необходимо привлечь к рассмотрению дополнительно и величину, характеризующую чувствительность моста к нарушению равновесия, т. е. величину $\frac{dN}{dA}$.

Что изменится, если в диагональ питания включить источник переменного тока? Если в мосте имеются только активные со-

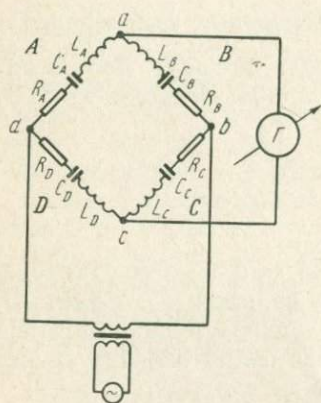


Рис. 1.25. Четырехплечий мост сопротивлений на переменном токе

противления, то все изложенное выше остается справедливым. Следует только иметь в виду, что в измерительную диагональ в этом случае должен быть включен измеритель переменного тока, например вибрационный гальванометр или электроннолучевая трубка.

Положение усложняется при наличии в мосте реактивных сопротивлений. Тогда появляется необходимость сравнивать токи, текущие в плечах моста, не только по модулю, но и по фазе. Представим плечи моста на переменном токе (рис. 1.25) в виде суммы сопротивлений активного и реактивного (емкости и индуктивности). Тогда сопротивления плеч в комплексном виде:

$$\mathbf{A} = Ae^{j\varphi_A}, \quad \mathbf{B} = Be^{j\varphi_B}, \quad \mathbf{C} = Ce^{j\varphi_C}, \quad \mathbf{D} = De^{j\varphi_D}, \quad (1.30)$$

где A, B, C, D — модули сопротивлений;
 $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C, \varphi_D$ — фазы токов в сопротивлениях.

Если комплексное сопротивление $\mathbf{A} = Ae^{j\varphi_A}$ состоит из активного сопротивления R и реактивного

$$X = L\omega - \frac{1}{C\omega}, \quad (1.31)$$

где ω — частота; L — индуктивность; C — емкость, то модуль сопротивления

$$A = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{C\omega}\right)^2}, \quad (1.32)$$

а фазовый угол

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{X}{R} = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \quad (1.33)$$

Первое слагаемое справа в (1.31) представляет собой индуктивное сопротивление, второе — емкостное.

Потенциалы вершин a и c окажутся равными друг другу и ток в измерительной диагонали будет отсутствовать при условии

$$AC = BD,$$

т. е.

$$ACe^{j(\varphi_A + \varphi_C)} = BDe^{j(\varphi_B + \varphi_D)}, \quad (1.34)$$

что выполняется, если

$$AC = BD, \quad (1.35)$$

$$\varphi_A + \varphi_C = \varphi_B + \varphi_D. \quad (1.36)$$

Таким образом, в случае переменного тока для полного равновесия моста не достаточно, чтобы произведения модулей сопротивлений противолежащих плеч были бы равны друг другу. Необходимо, чтобы были равны друг другу суммы фаз токов в противолежащих плечах. Мост переменного тока в общем случае регулируется не только по модулю, но и по фазе.

Приведенные выше уравнения для тока в измерительной диагонали моста постоянного тока пригодны и для мостов переменного тока. Следует только иметь в виду, что сопротивления плеч в мосте переменного тока, а следовательно, и ток в измерительной диагонали зависят не только от абсолютных значений сопротивлений A, B, C, D , но и от фазовых углов $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C, \varphi_D$.

Обычно в измерительных мостах переменного тока реактивными сопротивлениями служат или конденсаторы переменной емкости, включенные в смежные плечи, или катушки переменной индуктивности, включенные также в смежные плечи. Как правило, мост конструируется так, чтобы взаимная индукция плеч отсутствовала.

Одно из реактивных сопротивлений связывается с чувствительным элементом прибора таким образом, чтобы сопротивление менялось вслед за изменением измеряемой величины. В уравновешенных мостах второе сопротивление делают регулируемым и по его величине судят об изменении измеряемой величины. В неуравновешенных мостах сопротивления плеч не регулируются и об изменении измеряемой величины судят по изменению тока в измерительной диагонали.

Автоматическая мостовая схема с электронно-механическим искателем равновесия

Схема моста представлена на рис. 1.26. Мост активных сопротивлений $RR_1R'R_1$ (резисторный мост) питается переменным током через понижающий трансформатор 1. Реакция чувствительного элемента изменяет соотношение между R и R_1 , в результате чего появляется сигнал разбаланса моста, который,

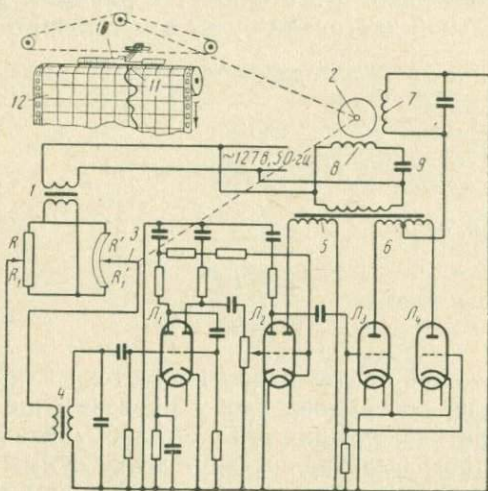


Рис. 1.26. Автоматически уравнивающий мост сопротивлений

будучи усилен по напряжению и мощности, подается на реверсивный двигатель 2, связанный с ползуном 3 посредством заедляющего шестеренного редуктора. Система двигатель — редуктор — ползунок движется до тех пор, пока не исчезнет сигнал разбаланса, т. е. до тех пор, пока ползунок 3 не встанет в положение, соответствующее равновесию моста. Так как редуктор обладает большим передаточным числом ($\sim 10^4$), то на ползунке развиваются значительные усилия, позволяющие обеспечить надежный контакт ползунка с дугой при сравнительно небольших усилиях, развиваемых на валу двигателя 2.

Усиление сигнала разбаланса производится следующим образом. Сначала напряжение повышается трансформатором 4. Его вторичная обмотка шунтируется конденсатором, который вместе с обмоткой образует LC -контур, настроенный на частоту 50 гц. Контур обеспечивает преимущественное усиление основной частоты сигнала, питающего мост сопротивлений. Со вторичной обмотки трансформатора 4 сигнал поступает на сетку левой половины двойного триода L_1 .

С анода левой половины напряжение подается на сетку правой половины лампы L_1 и затем с анода правой половины лампы L_1 на сетку левой половины двойного триода L_2 . Далее с анода левой половины лампы L_2 напряжение подается на два триода L_3 и L_4 , на которых собран фазочувствительный усилитель мощности, управляющий реверсивным двигателем.

Таким образом, ламповым усилителем напряжения сигнала разбаланса является обычный трехкаскадный RC-усилитель с автоматическим смещением в первом каскаде и с активными сопротивлениями в качестве анодных нагрузок.

Осталось указать на роль правой половины лампы L_2 . Из схемы легко видеть, что она выполняет роль выпрямителя для напряжения, поступающего со вторичной трансформаторной обмотки 5 и питающего аноды усилителя напряжения (лампа L_1 и левая половина лампы L_2). Аноды разделены сопротивлениями и притом замкнуты через конденсаторы на корпус прибора. Эти сопротивления и конденсаторы разделяют (развязывают) аноды по переменному току и одновременно служат фильтром, сглаживающим пульсации выпрямленного анодного напряжения.

В усилителе мощности аноды лампы L_3 и L_4 соединены с противоположными концами трансформаторной обмотки 6, благодаря чему аноды ламп L_3 и L_4 всегда находятся в противофазе по отношению друг к другу.

Средняя точка трансформаторной обмотки 6 идет к исполнительной обмотке 7 двигателя 2. Эта обмотка шунтируется конденсатором, образуя вместе с ним контур с собственной частотой 50 гц, способствующей (как и контур на вторичной обмотке трансформатора 4) подавлению паразитных частот.

Силовая обмотка 8 двигателя 2 включена в сеть переменного тока через конденсатор 9, благодаря чему ток в ней сдвинут по фазе на $\frac{\pi}{2}$ относительно тока сети, питающего мост. Обе об-

мотки 7 и 8 статорные. Протекающие по ним токи создают магнитное поле, действующее на ротор. Последний будет вращаться, увлекаясь магнитным полем в том случае, если частоты токов в обмотках одинаковы, а токи сдвинуты по фазе на $\frac{\pi}{2}$.

Тогда они создают круговое магнитное поле подобно тому, как это осуществляется при круговой развертке электронного луча осциллографа (см. среднюю фигуру верхней строчки рис. 1.6). Перемена фазы на полпериода в исполнительной обмотке будет соответственно менять смещение фаз между обмотками от $\frac{\pi}{2}$

до $-\frac{\pi}{2}$, направление вращения магнитного поля, а следовательно, и ротора, изменится на обратное.

Так как аноды ламп L_3 и L_4 питаются переменным током, то

каждая из них может пропускать ток в исполнительную обмотку двигателя не более чем полпериода. Аноды присоединены к противоположным концам обмотки, поэтому положительные полупериоды оказываются в противофазе. Сигнал, поступающий со средней точки обмотки 6 в исполнительную обмотку 7 двигателя 2, равен разности сигналов, пропущенных лампами L_3 и L_4 .

Если мост сопротивления находится в равновесии и на сетки ламп L_3 и L_4 сигнал не поступает, то анодные токи этих ламп одинаковы. По исполнительной обмотке двигателя протекает ток двухполупериодного выпрямления. Он может быть представлен как сумма среднего постоянного тока и переменной составляющей с основной частотой, в два раза большей, чем частота питающего тока, в частности тока в силовой обмотке. Тогда кругового магнитного поля не будет (см. среднюю фигуру в нижней строчке рис. 1.6) и ротор будет стоять на месте.

Появление сигнала на сетках ламп L_3 и L_4 увеличит ток в той из ламп, с анодом которой он окажется в фазе, так как во время положительного полупериода сигнал на сетке окажется также положительным. Для другой лампы в положительные полупериоды сигнал на сетке будет отрицательным, в результате чего ток в лампе будет уменьшен по сравнению с исходным положением, когда мост сопротивлений в равновесии. В результате ток в одной из ламп будет преобладающим, в исполнительной обмотке появится составляющая тока с основной частотой 50 гц, появится круговое магнитное поле и ротор будет вращаться.

Изменение фазы сигнала, поступающего на усилитель мощности, приведет к тому, что лампы L_3 и L_4 в смысле проводимости поменяются ролями, в результате чего направление вращения ротора, а следовательно, и направление движения ползунка 3 изменятся на обратные.

Фаза же сигнала, идущего от моста сопротивлений, зависит от того, уменьшается или увеличивается сопротивление плеча R по сравнению с сопротивлением плеча R_1 .

С двигателем кинематически связаны указывающая стрелка 10 и перо 11, регистрирующее изменение плеч моста на непрерывно движущейся ленте 12.

Выше говорилось о частоте тока 50 гц. Аналогично работает прибор с другой частотой питающего тока, например 400 гц.

§ 1.8. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПОТЕНЦИОМЕТРЫ

Электродвижущая сила, возникающая в приборах, может измеряться непосредственно с помощью электроизмерительного прибора, включенного последовательно с источником э. д. с., подлежащей измерению (рис. 1.27).

Если измеряемая э. д. с. — E , внутреннее сопротивление источника э. д. с. — R , сопротивление электроизмерительного при-

бора — R_r и сопротивление соединительных приводов — r , то ток в цепи

$$i = \frac{E}{R_r + R + r},$$

откуда напряжение на клеммах электроизмерительного прибора

$$V = iR_r = \frac{E}{1 + \frac{R+r}{R_r}}.$$

Искомая величина э. д. с.

$$E = V \left(1 + \frac{R+r}{R_r} \right).$$

Она тем ближе к непосредственно измеряемой величине V , чем больше сопротивление электроизмерительного прибора по сравнению с сопротивлением остальной части цепи.

Чтобы уменьшить погрешность, связанную с неопределенностью изменения во времени сопротивлений, составляющих цепь, электроизмерительные приборы в подобных схемах выбирают с максимально возможным внутренним сопротивлением.

Легко видеть, что при $\frac{R_r}{R+r} \rightarrow \infty$ э. д. с. $E \rightarrow V$, т. е. результат измерений становится не зависящим от значений сопротивлений источника, э. д. с. и соединительных проводов. При реальных параметрах схемы такая зависимость всегда имеется. Чтобы избежать ее, применяют компенсационную потенциметрическую схему (рис. 1.28). Эта схема интересна также и тем, что в момент измерений через исследуемый источник э. д. с. не протекает ток, что в ряде случаев оказывается существенным. В частности, если источником э. д. с. служит термопара, то это освобождает схему от искажающего влияния эффекта Пельтье, наличие которого служит причиной преуменьшения действительной разности температур спаев.

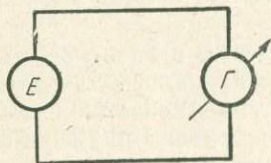


Рис. 1.27. Схема измерения э. д. с.

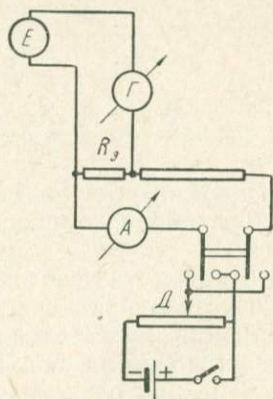


Рис. 1.28. Компенсационная схема измерения э. д. с.

Если в схеме (рис. 1.28) движок D поставить в такое положение, чтобы ток в гальванометре G отсутствовал, то при этом будет, очевидно, выполняться компенсационное равенство

$$E = iR_3,$$

где i — ток, протекающий по постоянному сопротивлению R_3 , равный при компенсации току в амперметре A .

Если в качестве сопротивления R_3 выбрать высокостабильное эталонное сопротивление, то искомая величина E будет одно-

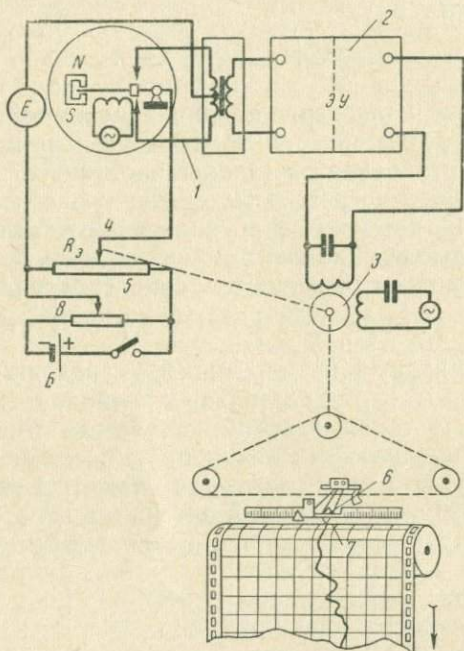


Рис. 1.29. Автоматически уравнивающий потенциометр

значно определяться силой компенсационного тока в амперметре. Операция подбора компенсационного тока может быть автоматизирована.

Схема автоматического потенциометра с электронномеханическим искателем равновесия, предназначенного для измерения и регистрации электродвижущих сил компенсационным методом, представлена на рис. 1.29. Э. д. с., подлежащая измерению, должна быть при равновесии схемы скомпенсирована падением напряжения батареи B на сопротивлении R_3 .

Если компенсация вслед за изменением э. д. с. нарушится, то появится некоторое напряжение разбаланса, которое, будучи

преобразовано вибропреобразователем 1 в переменное и затем усилено электронным усилителем (ЭУ) 2, заставит работать реверсивный электродвигатель 3. Последний будет смещать ползунок 4 делителя напряжения 5 до тех пор, пока падение напряжения батареи B на сопротивлении R_a не скомпенсируется исследуемой э. д. с.

Если э. д. с. батареи постоянна, то положение движка 4, а следовательно, и положение стрелки 6 и пера 7 регистратора будет однозначно определяться величиной измеряемой э. д. с. Электродвижущая сила, которая подается от батареи B на потенциометр 5, с помощью специального автоматического или полуавтоматического блока время от времени проверяется и, если это необходимо, восстанавливается ползунком 8 до номинального значения.

Усилитель потенциометра в точности такой же, как и в автоматическом мосте (см. § 1.7).

§ 1.9. ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Фазовый детектор (дискриминатор) обычно применяется в двух случаях. Первый — когда требуется измерять фазу сигнала (или разность фаз двух сигналов), причем в качестве оконечного

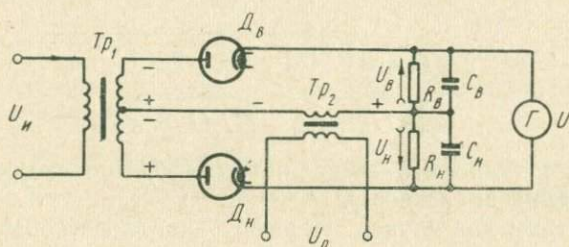


Рис. 1.30. Схема фазового детектора

прибора необходимо применять электроизмерительный прибор постоянного тока. Второй случай — когда требуется измерять амплитуду выходного сигнала мостовой схемы переменного тока, причем необходимо фиксировать изменение фазы сигнала моста на π , а оконечный прибор, как и в первом случае, должен быть электроизмерительным прибором постоянного тока. В обоих случаях в геофизической аппаратуре обычно применяются в качестве оконечных приборов шлейфовые осциллографы.

Схема фазового детектора показана на рис. 1.30. Исследуемый сигнал подается на входную обмотку трансформатора Tr_1 , опорный сигнал, с которым сравнивается исследуемый, — на входную обмотку трансформатора Tr_2 . Оконечный прибор Γ подключен к активному сопротивлению $R_H + R_B$, шунтированному

емкостями C_B и C_H . В верхнюю и нижнюю ветви схемы включены выпрямители — диоды D_B и D_H .

В каждый данный момент составляющие сигналов — исследуемого и опорного — в одной (верхней или нижней) ветви схемы складываются, а в другой — вычитаются. Обозначим амплитуду исследуемого сигнала через U_n , амплитуду опорного сигнала — U_o , амплитуду сигнала в верхней ветви схемы — U_B , амплитуду сигнала в нижней ветви схемы — U_H , разность фаз исследуемого и опорного сигналов φ . Тогда в одной ветви схемы (например, верхней) сигналы (геометрически) складываются (рис. 1.31):

$$U_B^2 = U_o^2 + U_n^2 + 2U_o U_n \cos \varphi. \quad (1.37)$$

В то же время в другой ветви сигналы (геометрически) вычитаются:

$$U_H^2 = U_o^2 + U_n^2 - 2U_o U_n \cos \varphi. \quad (1.37a)$$

Амплитуда выходного сигнала U равна алгебраической разности сигналов на сопротивлениях R_H и R_B . Благодаря наличию диодов D_B и D_H , пропускающих сигналы U_B и U_H только в одну сторону, последние меняются по величине, но не по знаку, и всегда направлены в разные стороны. Может меняться лишь знак их разности:

$$U = U_B - U_H = \sqrt{U_o^2 + U_n^2 + 2U_o U_n \cos \varphi} - \sqrt{U_o^2 + U_n^2 - 2U_o U_n \cos \varphi}. \quad (1.38)$$

Из (1.38) видно, что изменение знака U происходит в результате изменения знака $\cos \varphi$.

Рассмотрим два случая. Первый — когда $\varphi \neq \text{const}$, а $U_n = U_o$, тогда

$$U = U_o (\sqrt{2 + 2\cos \varphi} - \sqrt{2 - 2\cos \varphi}), \quad (1.39)$$

откуда видно, что амплитуда выходного сигнала является однозначной функцией разности фаз исследуемого и опорного сигналов (если амплитуды обоих сравниваемых сигналов равны).

Так как

$$1 + \cos \varphi = 2\cos^2 \frac{\varphi}{2}, \quad \text{а} \quad 1 - \cos \varphi = 2\sin^2 \frac{\varphi}{2},$$

то

$$U = 2U_o \left(\cos \frac{\varphi}{2} - \sin \frac{\varphi}{2} \right). \quad (1.40)$$

График функции (1.40) представлен на рис. 1.32. Он используется в качестве градуировочного графика фазового дискрими-

натора, применяющегося в качестве измерителя фаз (фазометра). Разумеется, что при измерении разности фаз исследуемого и опорного сигналов амплитуды сигналов должны быть выравнены. Измерения фаз обычно выполняются в пределах $30^\circ < \varphi < 150^\circ$. На этом участке зависимость амплитуды выходного сигнала U от разности фаз φ близка к линейной.

Благодаря наличию емкостей C_B и C_H пульсации выходного сигнала сглаживаются и оконечный прибор регистрирует величину, пропорциональную амплитуде выходного сигнала U . Выходной сигнал равен 0 при $\varphi = \frac{\pi}{2}$. При изменении фазы $\varphi \cong \frac{\pi}{2}$ меняется знак входного сигнала U .

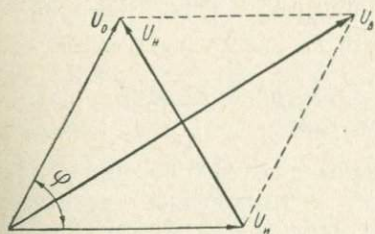


Рис. 1.31. Векторная диаграмма суммы и разности сигналов

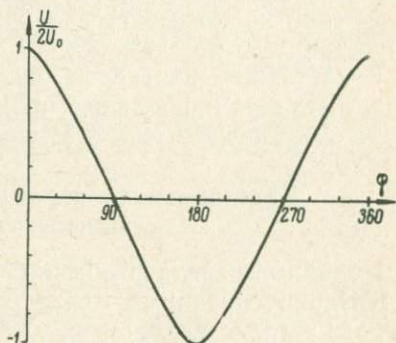


Рис. 1.32. График фазометра

Второй случай — когда амплитуды сигналов (исследуемого и опорного) могут отличаться друг от друга, а разность их фаз равна 0 или π , тогда

$$U_B = U_o \pm U_n, \quad (1.41)$$

$$U_H = U_o \mp U_n, \quad (1.42)$$

а амплитуда выходного сигнала

$$U = U_B - U_H = \pm U_n - (\mp U_n) = \pm 2U_n. \quad (1.43)$$

Таким образом, во втором случае фазовый детектор может служить измерителем амплитуды исследуемого сигнала, причем изменение фазы исследуемого сигнала на π будет вызывать изменение знака выходного выпрямленного сигнала. Такой детектор часто называют фазочувствительным амплитудным детектором.

Схема, изображенная на рис. 1.27, будет использована в гл. VIII в варианте частотного детектора, когда амплитуда и фаза входного сигнала фиксированы, а его изменяющимся параметром является частота.

§ 1.10. АВТОМАТИЧЕСКИ СИНХРОНИЗИРУЮЩИЕСЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Эти устройства широко применяются в современных дистанционных и автоматических приборах. Общим для всех них является наличие двустороннего электрического взаимодействия между датчиком и приемником, обеспечивающего синхронность (согласованность) их работы.

При этом следует иметь в виду, что, как правило, приборы конструируются таким образом, что электрический эффект в основном направлен в одну сторону: вслед за датчиком работает приемник, повторяя его эволюции, в то время как обратная электромеханическая связь практически отсутствует, и работа приемника не сказывается на работе датчика, а следовательно, и чувствительного элемента.

В настоящем параграфе будут рассмотрены типовые устройства, имеющие наибольшее применение или перспективы применения при аэрофизических измерениях.

Дистанционные передачи с круговой шкалой на переменном токе

Подобные передачи обычно осуществляются с помощью двух индуктивно связанных между собой электрических двигателей особого устройства, один из которых является датчиком (или частью датчика), а другой управляет стрелкой или пером в приемнике (указателе). Положение роторов датчика и приемника автоматически синхронизируется — отсюда и название двигателей: *автосины*. Соответственно и передачи называются *автосинными*. Употребляются также и другие названия: *самосинная* передача, *сельсинная* передача, и соответственно название двигателей: *самосины* и *сельсинны*. Принципиальная схема автосинной передачи и конструкция одного из вариантов ротора автосина представлены на рис. 1.33.

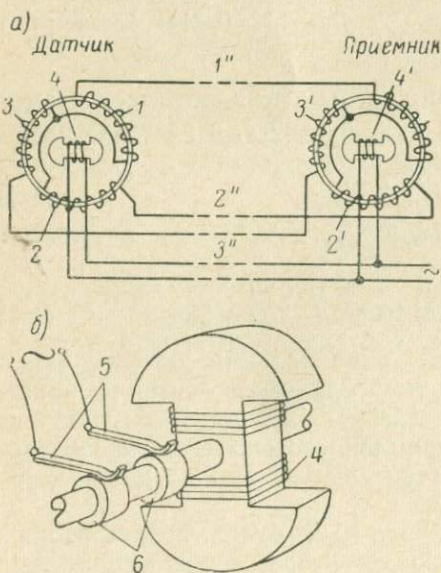


Рис. 1.33. Автосинная передача:
а — схема; б — ротор автосина

Статор датчика имеет трехлучевую обмотку с секциями 1, 2, 3, ротор — воз-

буждающую обмотку 4. Ток в возбуждающую обмотку подается через щетки 5 и контактные кольца 6. Автосин-приемник в принципе идентичен автосину-датчику. Секции обмоток статоров датчика и приемника соединены синхронизирующими проводами 1'', 2'', 3''.

Переменное магнитное поле, которое создается в статорах переменным током, протекающим по обмоткам возбуждения, порождает в секциях статорных обмоток электродвижущие силы, соотношение между которыми определяется взаимным положением секций и ротора. Поворот ротора изменяет соотношение между электродвижущими силами в секциях обмотки.

Если роторы датчика и приемника находятся в точно одинаковых положениях, то электродвижущие силы в секциях 1 и 1', 2 и 2', 3 и 3' соответственно равны друг другу. Так как они направлены навстречу друг другу, то, взаимоуничтожаясь, не будут создавать токов в обмотках.

Поворот ротора датчика вызовет перераспределение переменных магнитных полей, а следовательно, и электродвижущих сил в секциях статорной обмотки датчика. Электродвижущие силы секций статорных обмоток датчика и приемника окажутся неравными друг другу, вследствие чего по обмоткам и синхронизирующим проводам потекут электрические токи. Созданное ими вторичное магнитное поле, взаимодействуя с первичным магнитным полем, созданным обмотками возбуждения, заставит поворачиваться роторы. Поворот будет осуществляться до тех пор, пока не исчезнет вторичное магнитное поле, породившее этот поворот, т. е. до тех пор, пока роторы датчика и приемника не окажутся в одинаковых положениях.

Обычно на валу датчика вследствие реакции чувствительного элемента развиваются усилия, значительно превосходящие электромагнитные силы, которые развиваются двигателем. Поэтому обратная связь между чувствительным элементом и ротором датчика практически отсутствует: ротор поворачивается в результате реакций датчика, но датчик не влияет на работу чувствительного элемента.

Аналогичная причина приводит к тому, что электромеханическая связь между датчиком и приемником оказывается односторонней: приемник следит за поворотом датчика, не оказывая сколько-либо заметного влияния на его работу.

Существует много разных конструкций автосинов, принцип действия которых аналогичен. Так, например, обмотки возбуждения могут быть на статоре, а синхронизирующие провода соединяют между собой обмотки роторов.

Автосинные передачи являются простыми, надежными, долговечными. На их работе практически не сказываются колебания напряжения и частоты тока питания, температуры окружающей среды. Один датчик в случае необходимости может управ-

лять несколькими приемниками. Расстояние между датчиком и приемником может достигать 2—3 км и более.

Основные недостатки автосинов связаны с наличием скользящих контактов между ротором и щетками. Во-первых, трение лимитирует минимально допустимую мощность двигателей, а следовательно, и их минимальные размеры. Во-вторых, постепенный износ контактов в конце концов выводит автосин из строя. В связи с этим стали применяться бесконтактные автосины, так называемые телегоны, и магнесины.

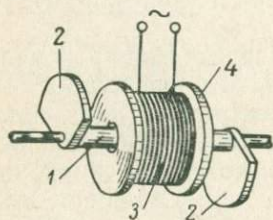


Рис. 1.34. Ротор телегона

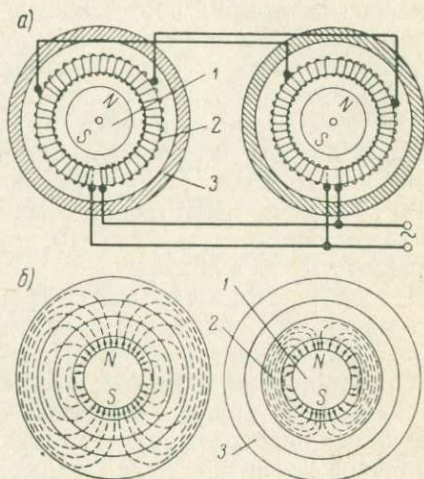


Рис. 1.35. Магнесинная система:
а — схема; б — пульсация магнитного потока в магнесине

Ротор телегона и его внутренний статор изображены на рис. 1.34. Ротор, изготовленный из мягкого железа, представляет собой стержень 1 с двумя секторными наконечниками 2. Обмотка возбуждения 3 намотана на внутреннем статоре 4, она питается переменным током. Магнитное поле, которое создается током обмотки возбуждения, будет втягиваться секторными наконечниками ротора, благодаря чему система ротор — обмотка возбуждения будет создавать магнитное поле, несимметричное относительно оси вращения ротора. Поворот магнитного поля осуществляется вслед за поворотом ротора.

Внешний статор телегона принципиально не отличается от статора автосина. Взаимодействие магнитного поля системы ротор — обмотка возбуждения с внешним статором также принципиально не отличается от взаимодействия магнитного поля ротора автосина со статором. Разница лишь в том, что в автосинах неравномерность магнитного поля, поворачивающегося вслед за ротором, создается из-за отсутствия круговой симметрии вращающейся обмотки возбуждения ротора, а в телегонах — из-за

того, что поворачиваются секторные наконечники, нарушающие круговую симметрию магнитного поля обмотки возбуждения.

Соединив два телегона секциями обмоток внешнего статора друг с другом так же, как в автосинной системе, получим бесконтактную телегонную систему. Отсутствие трущихся контактов позволяет сделать чрезвычайно легкую систему с вращающейся частью массой всего лишь в несколько граммов.

Еще более просты по конструкции магнесины (рис. 1.35). Ротором в них служит постоянный цилиндрический магнит *1* (рис. 1.35, *а*), свободно поворачивающийся вокруг своей оси. Статор, сердечник *2* которого выполнен из мягкого железа или пермаллоя, имеет трехсекционную обмотку возбуждения, по которой пропускается переменный ток, дважды за период намагничивающий сердечники статора до насыщения. Так как магнитная проницаемость ферромагнитных материалов зависит от магнитного состояния (максимальна при слабых полях и убывает при насыщении), то магнитный поток через статор и экран будет меняться вслед за пульсациями тока. Пульсации магнитного потока через статор иллюстрируются рисунком 1.35, *б*. Левая часть рисунка соответствует максимуму абсолютного значения тока в обмотках и минимуму магнитной проницаемости сердечника статора. При этом часть магнитного поля замыкается через внешний экран *3*, обладающий хорошей проницаемостью. Правая часть рисунка соответствует максимальной магнитной проницаемости сердечника статора, когда магнитное поле практически целиком замыкается через сердечник.

Таким образом, в обмотках магнесинов, кроме первичных токов, идущих от сети, и соответствующих им первичных магнитных полей, будут создаваться вторичные электродвижущие силы, вызываемые пересечением магнитных силовых линий пульсирующего магнитного поля с обмотками статора.

Если роторы не находятся в точно одинаковых положениях, то электродвижущие силы магнесина-датчика и магнесина-приемника не уничтожают друг друга; по обмоткам протекает вторичный электрический ток, магнитное поле которого, взаимодействуя с первичным магнитным полем, будет создавать моменты силы, поворачивающие роторы. Поворот будет происходить до тех пор, пока не исчезнут вторичные токи и соответствующие им магнитные поля, т. е. до тех пор, пока роторы не окажутся в точно одинаковых положениях, как и в автосинах. Обычно вследствие реакции чувствительного элемента поворачивается ротор датчика, а вслед за ним ротор приемника, при этом обратная связь практически отсутствует.

Магнесинная передача, так же как и автосинная, позволяет применять следящий привод. Чаще всего в таких случаях применяют магнесинный датчик и автосинный приемник.

Дистанционные передачи с круговой шкалой на постоянном токе

Датчик такой системы содержит в себе круговой потенциометр, перераспределение потенциалов на секциях которого происходит вслед за поворотом контактных щеток, связанных с чувствительным элементом.

В схеме, представленной на рис. 1.36, потенциометр 1 разделен на пять равных секций. Соответственно этому в приемнике имеется пять обмоток, образующих статор.

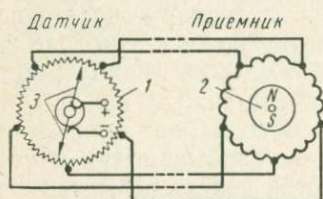


Рис. 1.36. Дистанционная передача с круговым потенциометром

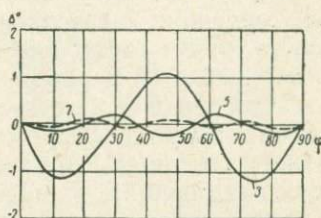


Рис. 1.37. График угла рассогласования Δ между датчиком и приемником дистанционной передачи с круговым потенциометром для 3, 5 или 7 синхронизирующих проводов при различных углах поворота датчика

Ротором приемника является цилиндрический магнит 2, свободно поворачивающийся вокруг своей оси. Поворот щеток 3 вызывает перераспределение потенциалов на краях секций потенциометра, а следовательно, и токов в синхронизирующих проводах и обмотках статора приемника. Соответственно этому происходит поворот магнита, а вместе с ним и указателя: стрелки или пера. Точного соответствия между поворотом щеток и магнита нет даже в идеализированной схеме, в которой отсутствует трение или погрешности изготовления деталей. При равномерном повороте щеток результирующее магнитное поле токов в приемнике поворачивается неравномерно, вследствие этого шкала приемника оказывается неравномерной. Неравномерность тем меньше, чем больше отводов имеет потенциометр, чем соответственно больше синхронизирующих проводов и обмоток в приемнике. Сказанное иллюстрируется рис. 1.37, на котором даны углы рассогласования между датчиком и приемником для различного числа синхронизирующих проводов. Обычно применяют системы с нечетным числом синхронизирующих проводов (3, 5, 7). Системы с четным числом проводов характеризуются несколько большими моментами сил, которые развиваются в приемнике, но при этом и несколько большими углами рассогласования.

Описанный приемник нередко называют многокатушечным логометром (с вращающимся магнитом), а всю передачу — передачей с круговым потенциометром и многокатушечным логометром. Основным недостатком системы является сравнительно небольшой срок службы, значительно меньший, чем в рассмотренных ранее системах на переменном токе. Это связано с нарушением контактов между потенциометром и щетками, особенно в условиях повышенной влажности или резких колебаний температуры среды.

Следует иметь в виду, что если в автосинах щетки скользят по гладким кольцам минимального размера, то в потенциометрическом датчике размер кольцевого сопротивления не может быть сделан малым из-за необходимости иметь достаточно большое сопротивление. Кроме того, в потенциометрическом датчике наблюдается эффект «залащивания», заключающийся в том, что металл, постепенно стираясь, замыкает между собой соседние витки потенциометра, постепенно выводя его из строя.

В заключение заметим, что с рассмотренными выше электрическими устройствами в последнее время стали конкурировать другие, в частности пневматические. Разработаны и внедряются в практику пневматические усилители, автоматически синхронизирующиеся устройства и т. п. Они долговечнее электрических, дешевле их, немногим больше их по размерам, правда не столь быстродействующие. Однако для исследования сравнительно медленных аэрофизических процессов они вполне пригодны и в недалеком будущем, по-видимому, несколько потеснят электрические.

Глава II

ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ

§ 2.1. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ В ЕСТЕСТВЕННЫХ УСЛОВИЯХ

Измерение температуры в естественных условиях усложняется рядом обстоятельств. Во-первых, температура основных объектов измерения (воздуха, почвы, чувствительных элементов различных приборов) изменяется обычно по сравнительно сложным законам, совершая при этом нерегулярные колебания во времени, спектр периодов и амплитуд которых, как правило, довольно широкий. В связи с этим существенно усложняется учет инерции термометров как при отдельных измерениях, так и при осреднении результатов измерений по значительным промежуткам времени.

Во-вторых, измерения совершаются при наличии интенсивных радиационных потоков, идущих от солнца, атмосферы, подстилающей поверхности и окружающих предметов, благодаря чему может создаваться либо заметный радиационный перегрев, либо радиационное выхолаживание чувствительных элементов термометров.

В-третьих, при измерениях, выполняющихся с применением самолетов, ракет и т. п., имеет место скоростной нагрев термометров.

Наконец, при измерениях в облаках, туманах, осадках нередко имеет место смачивание термометров, а при наличии переохлаждения воды — обледенение, что приводит к появлению дополнительной разности между температурами среды и термометра.

Ниже будут рассмотрены основные погрешности термометров, возникающие при измерениях в естественных условиях.

Реальный термометр воспринимает изменение температуры среды всегда с некоторым запаздыванием, которое складывается из двух частей.

Во-первых, теплообмен между термометром и средой происходит с некоторой конечной скоростью; поэтому всегда требуется какое-то время для того, чтобы температура датчика термометра успела измениться вслед за изменением температуры среды.

Во-вторых, реакция датчика передается на шкалу или к стрелке указывающего прибора не мгновенно, а с некоторым запаздыванием, зависящим от характера передающего механизма и указывающего прибора. Так, например, при внимательном наблюдении за поведением ртутно-стеклянных термометров в среде с плавно, но сравнительно быстро меняющейся температурой можно обнаружить, что мениск ртути передвигается не равномерно, а скачкообразно, что связано с наличием трения ртути о капилляр. В качестве другого примера можно привести электрические термометры с гальванометрами в качестве указывающих приборов, в которых имеет место электромагнитное торможение движения рамки, что также приводит к отставанию показаний термометра.

Инерцию, обусловленную несовершенством теплообмена датчика термометра со средой, называют *тепловой инерцией термометра*.

Следует иметь в виду, что в правильно сконструированном термометре как механическая, так и электромагнитная инерция обычно сравнительно малы, и инерция прибора практически определяется тепловой инерцией датчика.

Рассмотрим условия теплообмена термометра с исследуемой средой, которые определяют теплоинерционные свойства термометра. При аналитическом исследовании условий теплообмена термометра со средой теплообмен соприкосновением (кондукция и конвекция) будем характеризовать законом Ньютона с суммарным коэффициентом теплоотдачи α .

Так как для естественных условий всегда, за исключением редких случаев, основную роль играет конвективный теплообмен, то будем в дальнейшем говорить только о нем.

Радиационный теплообмен будем характеризовать величиной разности всех радиационных потоков, отнесенных к единице времени и единице поверхности датчика (так называемый радиационный баланс R).

Будем под термометром подразумевать некое термометрическое тело, имеющее массу m , удельную теплоемкость c , температуру T , площадь теплового соприкосновения со средой S , площадь, по которой происходит радиационный теплообмен, S' . Температуру среды, в которой находится термометр, обозначим через Θ . Тогда отнесенный к единице времени суммарный поток тепла к термометру

$$\frac{dQ}{d\tau} = - \int_0^S \alpha (T - \Theta) dS + \int_0^{S'} R dS'. \quad (2.1)$$

При практических расчетах обычно оказывается возможным оперировать со средними по площади значениями α , T , R , тогда (опуская значки осреднения) получим

$$\frac{dQ}{d\tau} = -\alpha S (T - \Theta) + RS'. \quad (2.2)$$

В то же время, считая в термометре поле температур равным (безградиентным), можем написать

$$dQ = mc dT. \quad (2.3)$$

Исключая из (2.2) и (2.3) величину dQ , получим

$$mc \frac{dT}{d\tau} = -\alpha S (T - \Theta) + RS'. \quad (2.4)$$

Обозначим $\frac{mc}{\alpha S}$ через λ . Назовем эту величину, имеющую размерность времени, коэффициентом тепловой инерции термометра (смысл названия выяснится ниже). Уравнение (2.4) теперь примет вид

$$\lambda \frac{dT}{d\tau} + (T - \Theta) - \frac{RS'}{\alpha S} = 0. \quad (2.5)$$

Предположим сначала, что радиационный теплообмен отсутствует. Перепишем уравнение для этого случая в виде

$$\frac{dT}{T - \Theta} = - \frac{d\tau}{\lambda}. \quad (2.6)$$

Рассмотрим простейший случай, когда термометр, имеющий начальную температуру T_0 , вносится в среду с постоянной температурой Θ . Если свойства термометра и среды в течение опыта не меняются, то $\alpha = \text{const}$ и, интегрируя (2.6) по времени от 0 до τ , а по температуре термометра от T_0 до T , получим

$$T - \Theta = (T_0 - \Theta) e^{-\frac{\tau}{\lambda}}. \quad (2.7)$$

Таким образом, со временем температура монотонно приближается к температуре среды. Причем скорость, с которой температура термометра приближается к температуре среды, тем больше, чем меньше коэффициент инерции. В пределе при $\lambda = 0$ явление тепловой инерции исчезает и температура термометра в любой момент времени равна температуре среды ($T = \Theta$).

Исследуем (2.7) несколько подробнее. Если при $\lambda \neq 0$ $\tau = 0$, то $T = T_0$. Если $\tau = \lambda$, то

$$\frac{T_0 - \theta}{T - \theta} = e. \quad (2.8)$$

Уравнение (2.8) может служить для определения физического смысла λ . Коэффициент тепловой инерции — это время, в течение которого начальная разность между температурами термометра и среды уменьшается в e раз, если температура среды постоянная.

При каком значении τ будет выполняться равенство $T = \theta$, которое означает, что термометр в точности воспринял температуру среды? Легко видеть из (2.7), что при $\lambda \neq 0$ температуры термометра и среды оказываются равными друг другу ($T = \theta$) лишь при $\tau \rightarrow \infty$. Может показаться, что полученный результат отвергает самую возможность точного измерения температур. Однако это не так. Всякое измерение, сколь бы точным оно ни называлось, выполняется с некоторой наперед заданной погрешностью, которая должна быть в момент отсчета больше, чем $T - \theta$ (разность между температурой термометра и искомой температурой среды). А эта величина конечная.

Рассмотрим случай, когда радиационный баланс термометра по-прежнему равен нулю, но температура среды не постоянна, а линейно меняется по времени:

$$\theta = \theta_0 + \gamma\tau,$$

где

$$\gamma = \frac{d\theta}{d\tau} = \text{const.}$$

И в этом случае (2.6) может быть проинтегрировано. Самый короткий путь интегрирования следующий: сделаем замену переменной T на переменную x по уравнению

$$x = T - \theta = T - \theta_0 - \gamma\tau,$$

тогда

$$dT = dx + \gamma d\tau.$$

Подставляя это уравнение в (2.6) и заменяя, кроме того, $T - \theta = x$, после деления переменных получим

$$\frac{dx}{x + \gamma\lambda} = - \frac{d\tau}{\lambda}. \quad (2.9)$$

Интегрируя по времени от 0 до τ и по переменной x от $x_0 = T_0 - \theta_0$ до $x = T - \theta$, получим

$$T - \theta = (T_0 - \theta_0 + \gamma\lambda) e^{-\frac{\tau}{\lambda}} - \gamma\lambda. \quad (2.10)$$

Разность $T - \Theta$ с течением времени стремится не к нулю, а к некоторой постоянной величине, тем большей, чем больше коэффициент тепловой инерции термометра и чем больше скорость изменения температуры среды: при достаточно большой выдержке термометра в среде ($\tau \gg \lambda$)

$$T - \Theta = -\gamma\lambda. \quad (2.11)$$

Так, например, если радиозонд поднимается в слое с постоянным температурным градиентом, то показания термометра

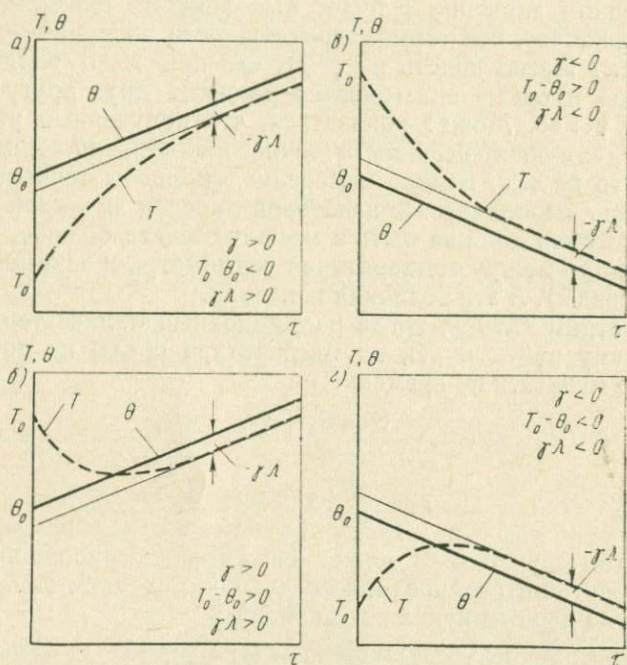


Рис. 2.1. Соотношение между температурами термометра и среды в случае линейного изменения последней

приближаются не к температуре воздуха, а к некоторой температурной прямой, отстоящей от истинной температуры на величину $-\gamma\lambda$. Только в изотермическом слое $T \rightarrow \Theta$. Это обусловлено тем, что от уравнения (2.10) переходим к его предельному (при $\gamma \rightarrow 0$) случаю — уравнению (2.7).

В зависимости от знаков $T_0 - \Theta_0$ и γ могут встретиться различные случаи соотношения между Θ и T , четыре из них представлены на рис. 2.1.

Рисунок наглядно показывает, что при любом соотношении

знаков $T_0 - \Theta_0$ разность $T - \Theta$ стремится к значению $-\gamma\lambda$, причем в случае повышающейся температуры среды (рис. 2.1, а и б) термометр занижает температуру, а в случае понижающейся (рис. 2.1, в и г), наоборот, завышает. И в том, и в другом случае имеет место отставание термометра.

В случаях, изображенных на рис. 2.1, б, г, при некотором значении $\tau = \tau^*$ имеет место точное равенство $T = \Theta$. Можно ли этот момент использовать для измерения? По-видимому нет, так как в моменты, близкие к τ^* , величина T меняется быстро, и малейшая ошибка в τ^* вызовет значительные ошибки в определении $T - \Theta$, а следовательно, и Θ .

Практически удобнее при измерении выдерживать условие $\tau \gg \lambda$, при котором $T - \Theta = -\gamma\lambda$, и определять температуру среды как $\Theta = T + \gamma\lambda$, причем для определения γ можно пользоваться равенством $\gamma = \frac{d\Theta}{dz} = \frac{dT}{dz}$, полученным путем дифференцирования (2.11).

Величину $-\gamma\lambda$ будем называть *инерционной погрешностью термометра* в случае линейного изменения температуры среды, ту же величину с обратным знаком будем называть *инерционной поправкой термометра*.

В качестве примера использования уравнения (2.10) рассмотрим случай, когда радиозонд поднимается в слое атмосферы с инверсионным распределением температуры (рис. 2.2).

Тогда в подынверсионном слое термометр будет завышать температуру, а в инверсии, наоборот, занижать. В результате термометр «сгладит» излом температурной кривой на величину $\Delta\Theta$ и завьсит на величину Δz высоту расположения точки изменения знака градиента температуры.

Ниже точки излома температуры ($\tau \gg \lambda$)

$$\gamma_1 < 0, \text{ а } (T - \Theta)_1 = -\gamma_1\lambda. \quad (2.12)$$

Эта разность является начальной разностью для верхнего слоя выше точки излома:

$$(T_0 - \Theta_0)_2 = -\gamma_2\lambda. \quad (2.13)$$

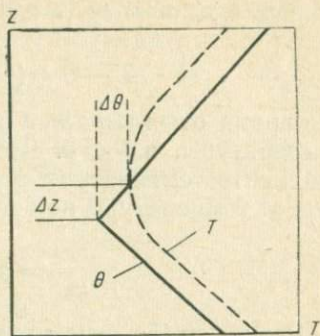


Рис. 2.2. Искажение температурной кривой вблизи границы между слоями атмосферы с различными знаками градиента температуры

Тогда уравнение (2.10) для верхнего слоя примет вид

$$T - \Theta = (-\gamma_1\lambda + \gamma_2\lambda) e^{-\frac{\tau}{\lambda}} - \gamma_2\lambda, \quad (2.14)$$

где время отсчитывается от момента изменения знака градиента температуры, а $\gamma_2 > 0$. Чтобы получить точку изменения знака градиента температуры термометра, приравняем нулю производную от температуры по времени:

$$\frac{dT}{d\tau} = \gamma_2 - (\gamma_2 - \gamma_1) e^{-\frac{\tau}{\lambda}} = 0. \quad (2.15)$$

Решив (2.15) относительно τ и умножив результат на вертикальную скорость $w = \frac{dz}{d\tau}$, получим превышение точки перегиба температуры термометра над действительной точкой перегиба:

$$\Delta z = w\tau = w\lambda \ln \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{\gamma_2}. \quad (2.16)$$

Подставив τ из (2.15) в (2.14), получим несколько неожиданный результат:

$$T - \Theta = 0. \quad (2.17)$$

Наконец, подставив τ из (2.15) в очевидное равенство

$$\Delta\Theta = \gamma_2\tau, \quad (2.18)$$

получим величину, на которую будет завышено минимальное значение температуры

$$\Delta\Theta = \gamma_2\lambda \ln \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{\gamma_2}. \quad (2.19)$$

При использовании (2.16) и (2.19) для введения поправок следует помнить, что γ_1 и γ_2 имеют разные знаки.

Как и следовало ожидать, инерционные погрешности зондирования тем меньше, чем меньше коэффициент инерции термометра, чем меньше абсолютная величина градиента температурной стратификации атмосферы и чем медленнее перемещается термометр по вертикали.

Рассмотрим следующий случай решения (2.6), когда радиационный баланс термометра по-прежнему равен нулю, а температура среды меняется периодически по закону синуса:

$$\Theta = \Theta_0 + A \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau\right). \quad (2.20)$$

Тогда (2.6) переписывается следующим образом:

$$\frac{dT}{d\tau} + \frac{T - \Theta_0}{\lambda} - \frac{A}{\lambda} \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau\right) = 0. \quad (2.21)$$

Будем искать решение этого уравнения как сумму общего решения однородного (относительно $T - \Theta_0$) уравнения:

$$\frac{dT}{d\tau} + \frac{T - \Theta_0}{\lambda} = 0 \quad (2.22)$$

и частного решения уравнения (2.21).

Так как $\Theta = \text{const}$, то для (2.22) пригодно решение (2.7), которое теперь запишется в виде

$$(T - \Theta_0)_1 = (T_0 - \Theta_0) e^{-\frac{\tau}{\lambda}}. \quad (2.23)$$

Частное решение будем искать в виде

$$(T - \Theta_0)_2 = A' \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau - \varphi\right), \quad (2.24)$$

где φ — сдвиг фазы. Подставляя (2.24) в (2.21), получим

$$A' \cos\left(\frac{2\pi}{p} \tau - \varphi\right) \frac{2\pi}{p} + \frac{1}{\lambda} A' \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau - \varphi\right) - \\ - \frac{1}{\lambda} A \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau\right) = 0.$$

Это уравнение должно быть справедливо для любых значений τ . Положив $\tau = 0$, получим уравнение для определения φ :

$$\frac{2\pi}{p} \cos(-\varphi) + \frac{1}{\lambda} \sin(-\varphi) = 0,$$

откуда

$$\text{tg } \varphi = \frac{2\pi\lambda}{p}, \quad (2.25)$$

или

$$\varphi = \text{arctg} \frac{2\pi\lambda}{p}.$$

Положив $\frac{2\pi}{p} \tau - \varphi = \frac{\pi}{2}$, получим

$$A' - A \sin\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right) = 0,$$

откуда

$$A' = A \cos \varphi = \frac{A}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi}}.$$

Подставив (2.25) в это уравнение, окончательно получим

$$A' = \frac{A}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi}{p} \lambda\right)^2}}, \quad (2.26)$$

Таким образом, полное решение приобретает вид:

$$T - \Theta_0 = (T - \Theta_0)_1 + (T - \Theta_0)_2 = (T_0 - \Theta_0) e^{-\frac{\tau}{\lambda}} + \frac{A}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi}{p}\lambda\right)^2}} \sin\left(\frac{2\pi}{p}\tau - \arctg \frac{2\pi\lambda}{p}\right). \quad (2.27)$$

По прошествии времени, в несколько раз большего, чем коэффициент инерции, первое слагаемое станет пренебрежимо малым и колебания температуры термометра станут также синусоидальными с тем же периодом p , что и колебания температуры среды, но с уменьшенной амплитудой и с отставанием по фазе.

Легко показать, что температура термометра T (τ) достигает экстремума в тот момент, когда она выравнивается с температурой среды ($T = \Theta$). Чтобы убедиться в этом, надо найти экстремум второго слагаемого правой части (2.19) как функцию времени и, определив время в момент наступления экстремума, подставить его в (2.12). Тогда после простых преобразований получим при условии экстремальности $\Theta - \Theta_0 = A' = T - \Theta_0$. Этот результат следовало ожидать заранее. Действительно, при любых законах изменения температур среды и термометра знак производной температуры термометра во времени будет меняться в тот момент, когда температуры среды и термометра равны друг другу. Такой результат был получен выше для случая излома температурной кривой [условие (2.17)]. Это относится также и к рассмотренному на рис. 2.1 случаю б.

Термометр будет искажать истинный ход температуры при этом тем сильнее, чем больше коэффициент тепловой инерции термометра по сравнению с периодом колебаний. Если изменение температуры во времени характеризуется широким спектром колебаний различных периодов, то термометр в точности следует за теми колебаниями температуры, период которых значительно больше коэффициента тепловой инерции (в этом случае $A = A'$ и $\varphi = 0$), совершенно не реагирует на составляющие с периодом $p \ll \lambda$ (в этом случае $A' = 0$) и искажает в той или иной мере все колебания температуры, период которых сравним с коэффициентом тепловой инерции термометра.

Применяя метод Фурье, можно изменение температуры принципиально любого вида представить в виде суммы периодических изменений, каждое из которых представляется уравнением синусоиды. Тогда окажется возможным применить полученное выше решение и для колебаний температуры среды более сложного закона.

Получив запись температуры с помощью инерционного термометра, можно далее, применяя метод Фурье, восстановить истинный ход температуры среды. Разумеется, что такое восста-

новление возможно только для тех гармоник, период которых не слишком мал по сравнению с коэффициентом инерции термометра и которые окажутся зафиксированными, хотя бы и в искаженном из-за инерции виде.

При оперативных измерениях или при автоматическом определении структурных характеристик температуры (гл. VI) применяется автоматическая компенсация (коррекция) инерции. Физический смысл одного из вариантов коррекции заключается в следующем.

Перепишем (2.6) в виде

$$\Theta = T + \lambda \frac{dT}{d\tau}. \quad (2.6a)$$

Очевидно, что если одновременно измерять температуру термометра T и ее производную по времени $\frac{dT}{d\tau}$, а затем сложить их в соответствии с (2.6a), то получим температуру среды Θ , не искаженную инерцией. Операция сложения может быть автоматизирована. Так, например, легко показать, что если сигнал электрического термометра (см. ниже), прямо пропорциональный его температуре, подать на цепочку, составленную из активного сопротивления R и индуктивности L , выбранных так, что $\frac{L}{R} = \lambda$, то по цепочке потечет ток, прямо пропорциональный Θ , т. е. температуре термометра, скорректированной на инерцию.

Как изменятся уравнения (2.7), (2.10), (2.27), если учесть отличие радиационного баланса термометра от нуля? Предположим, что радиационный баланс в процессе измерения не меняется ($R = \text{const}$). Перейдем в исходном уравнении (2.5) от переменной T к новой переменной $x = T - \frac{RS'}{aS}$.

Новое уравнение $\frac{dx}{d\tau} + \frac{x - \Theta}{\lambda} = 0$ совершенно аналогично по своему виду уравнению (2.6), а это значит, что в его решениях (2.7), (2.10), (2.27) необходимо слева вместо T всюду поставить $x = T - \frac{RS'}{aS}$, или, оставляя слева всюду по-прежнему $T - \Theta$, будем должны справа во всех этих уравнениях прибавить со своим знаком слагаемое $\frac{RS'}{aS}$:

$$T - \Theta = \left(T_0 - \Theta - \frac{RS'}{aS} \right) e^{-\frac{\tau}{\lambda}} + \frac{RS'}{aS}, \quad (2.7a)$$

$$T - \Theta = \left(T_0 - \Theta_0 - \frac{RS'}{aS} + \gamma\lambda \right) e^{-\frac{\tau}{\lambda}} - \gamma\lambda + \frac{RS'}{aS}, \quad (2.10a)$$

$$T - \Theta_0 = (T_0 - \Theta_0) e^{-\frac{\tau}{\lambda}} + A' \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau + \varphi\right) - \frac{RS'}{\alpha S}. \quad (2.27a)$$

При достаточной выдержке ($\tau \gg \lambda$), когда роль начальных условий становится малой, первыми слагаемыми в правых частях уравнений можно пренебречь.

Таким образом, если величина радиационного баланса термометра в процессе измерения не меняется, то это приводит к тому, что температура термометра оказывается завышенной (при $R > 0$) или заниженной (при $R < 0$) на величину

$$\Delta T_R = \frac{RS'}{\alpha S}. \quad (2.28)$$

Величина $\Delta T_R = \frac{RS'}{\alpha S}$ называется *радиационной погрешностью*, а обратная ей по знаку величина — *радиационной поправкой*.

На самом деле величина радиационного баланса меняется во времени в силу трех основных причин. Во-первых, изменяются радиационные потоки в атмосфере по мере изменения облачности или смещения солнца, или смещения прибора по вертикали либо по горизонтали.

Во-вторых, может меняться ориентация прибора в пространстве, что вызывает изменение радиационных потоков, главным образом прямой солнечной радиации.

В-третьих, изменение температуры самого прибора в результате теплообмена влечет за собой изменение его собственного излучения, которое является одной из составляющих радиационного баланса.

При сравнительно малой скорости движения прибора третье обстоятельство, как правило, наименее существенно. Соответствующее изменение суммы всех радиационных потоков (баланса) оказывается сравнительно малым, так как оно зависит от скорости изменения температуры прибора, а последняя не может быть большой. Однако при ракетном зондировании, когда приборы за короткие промежутки времени проходят всю толщу атмосферы, их температура меняется в широких пределах и зависимостью радиационного баланса от температуры прибора пренебрегать нельзя.

Когда величина радиационного баланса термометра меняется, то уравнения несколько усложняются. Рассмотрим случай, когда и температура среды и радиационный баланс термометра изменяются линейно:

$$\begin{aligned} \Theta &= \Theta_0 + \gamma\tau, \\ R &= R_0 + \beta\tau. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Тогда, введя в (2.5) новую переменную

$$x = T - \Theta - \frac{RS'}{aS} \quad (2.30)$$

и разделив переменные аналогично тому, как было сделано для случая $R=0$, получим после несложных преобразований

$$T - \Theta = \left(T_0 - \Theta_0 - \frac{R_0 S'}{aS} + \gamma\lambda + \beta \frac{S'\lambda}{aS} \right) e^{-\frac{\tau}{\lambda}} + \frac{RS'}{aS} - \gamma\lambda - \frac{\beta S'\lambda}{aS}. \quad (2.31)$$

Со временем первое слагаемое справа становится сравнительно малым. Тогда в пределе

$$T - \Theta = \frac{RS'}{aS} - \gamma\lambda - \frac{\beta S'}{aS} \lambda. \quad (2.32)$$

Новым по сравнению с (2.10а) здесь является наличие слагаемого $\frac{\beta S'}{aS} \lambda$, которое характеризует тепловую инерцию, связанную своим происхождением радиационному теплообмену термометра с окружающей средой.

Представляет практический интерес случай резкого изменения радиационного баланса. Так, например, если радиозонд, поднимаясь вверх, пробивает верхнюю границу облака, то радиационный баланс термометра резко увеличивается и затем меняется сравнительно слабо. В таком случае термометр при $R > 0$ может показать ложную инверсию над облаком. Положив для упрощения в (2.31) $\beta = 0$ и $T_0 - \Theta_0 = 0$, получим для такого случая

$$T - \Theta = \left(\frac{RS'}{aS} - \gamma\lambda \right) (1 - e^{-\frac{\tau}{\lambda}}). \quad (2.33)$$

Предположим, что над облаком изотермия ($\gamma = 0$), но термометр покажет ее лишь на высоте, на которую он поднимется за прошедшее время $\tau \gg \lambda$, притом с ошибкой, равной $\frac{S'R}{aS}$.

Итак, при $\beta = 0$ инерционные погрешности термометра определяются величиной

$$\lambda = \frac{mc}{aS},$$

а радиационные погрешности — величиной

$$\Delta T_R = \frac{RS'}{aS}.$$

Та же величина ΔT_R может быть записана в виде

$$\Delta T_R = \frac{S'\lambda}{mc} R.$$

В том случае, когда термометр защищен от непосредственного воздействия радиационных потоков, существенно уменьшается величина радиационного баланса термометра, а тем самым и радиационная погрешность. Чем меньше разность температур термометра и защиты, тем меньше радиационная погрешность. В связи с этим часто защиту делают двойной и даже тройной, чтобы свести к минимуму перепад температур между термометром и непосредственно прилегающей к нему защитой. С целью уменьшения радиационного баланса наружной поверхности защиты принимают все меры к тому, чтобы коэффициент поглощения был бы минимальный.

Второй важной характеристикой, определяющей величину R радиационной погрешности, является коэффициент теплоотдачи. Из сказанного выше следует, что при измерениях регулировать величину α можно, создавая искусственную вентиляцию воздуха около термометра. Коэффициент теплоотдачи будет тем больше, а следовательно, радиационная погрешность (и инерция) тем меньше, чем больше скорость движения воздуха относительно термометра.

Для уменьшения радиационных погрешностей приборов при измерениях применяют различного рода экраны, чаще всего металлические, и защитные жалюзийные каркасы (будки): деревянные, пластмассовые или металлические.

Стенки таких защит имеют жалюзийное строение, обеспечивающее проникновение воздуха внутрь защитного каркаса. Скорость ветра внутри защиты при отсутствии искусственной вентиляции всегда меньше, чем снаружи. Поэтому, устанавливая приборы в такой защите и уменьшая их радиационный баланс, одновременно уменьшаем и теплоотдачу. При скоростях ветра, близких к нулю, когда зависимость теплоотдачи от скорости потока особенно велика, применение защит может не только не улучшить, но даже ухудшить результат измерений температуры.

В связи с этим следует рекомендовать применение вентиляции внутри защит. Искусственная вентиляция улучшает также и результаты измерения влажности (см. гл. III).

Поэтому в психрометрах применяют двойные радиационные защиты и искусственную вентиляцию, что обеспечивает как уменьшение радиационного баланса термометра, так и увеличение коэффициента теплоотдачи.

Во вращающихся термометрах вентиляция создается за счет движения термометра относительно воздуха: при измерениях датчик термометра вращается. В другом варианте датчик вибрирует (вибрационный термометр).

Вентиляция за счет движения прибора относительно воздуха создается также в радиозондах и метеорографах. Наибольшая скорость вентиляции может достигаться в самолетных и ракетных метеорографах.

При увеличении скорости вентиляции, как уже отмечалось выше, теплоотдача термометра увеличивается, что влечет за собой уменьшение инерционных и радиационных погрешностей. Однако с увеличением скорости начинает вступать в строй и другой, не отмеченный выше фактор — нагревание термометра за счет трения воздуха о термометр и выделения тепла в воздухе, сжимающемся под действием динамического давления около препятствия, каким является термометр.

Максимальный нагрев термометра соответствует тому случаю, когда вся энергия движения воздуха относительно термометра превращается в теплоту. Температуру, которую принимает при этом термометр, называют *температурой торможения*. Она может быть рассчитана следующим образом.

Кинетическая энергия, отнесенная к единице массы воздуха, равна $\frac{V^2}{2}$, где V — скорость воздушного потока. Если эта энергия будет превращена в теплоту, которая целиком пойдет на нагревание единицы массы воздуха, то это вызовет его нагрев на величину ΔT_V , которая может быть найдена из равенства

$$\frac{V^2}{2} = c_p \Delta T_V = c_p (T_T - \Theta), \quad (2.34)$$

где c_p — удельная теплоемкость при постоянном (статическом) давлении;

T_T — температура торможения.

Отсюда

$$\Delta T_V = \frac{V^2}{2c_p}.$$

Так, например, при $V = 10$ м/сек $\Delta T_V = T_T - \Theta = 0,05^\circ$, а при $V = 100$ м/сек $\Delta T_V = 5^\circ$.

Практически в результате того, что кинетическая энергия не полностью переходит в тепловую, температура термометра оказывается меньше температуры торможения.

Различие между ними, зависящее от конструкции термометра и характера движения воздуха, обтекающего термометр, принято учитывать с помощью коэффициента восстановления термометра r_b , показывающего, какая часть кинетической энергии потока при торможении около термометра восстанавливается в тепловую энергию.

С учетом коэффициента восстановления скоростной перегрев термометра

$$\Delta T_V = T - \Theta = r_b \frac{V^2}{2c_p}. \quad (2.35)$$

Разделив (2.35) на (2.34), получим

$$r_b = \frac{T - \theta}{T_T - \theta}. \quad (2.36)$$

При большой скорости обтекания термометра потоком вместо V обычно вводят число Маха, равное отношению скорости V к скорости звука $C_{зв}$:

$$Ma = \frac{V}{C_{зв}}. \quad (2.37)$$

Тогда, используя для $C_{зв}$ формулу (2.102), где только вместо T в соответствии с обозначениями данного параграфа надо подставить θ ,

$$\Delta T_V = T - \theta = \theta \frac{\gamma - 1}{2} Ma^2, \quad (2.38)$$

где $\gamma = \frac{c_p}{c_v}$, а c_v — удельная теплоемкость при постоянном объеме.

Соответственно формуле (2.34) может быть придан вид

$$T_T = \theta \left(1 + \frac{\gamma - 1}{2} Ma^2 \right). \quad (2.39)$$

Коэффициент r_b определяют обычно путем сравнения со специальным термометром, у которого $r_b = 1$ (термометр полного торможения).

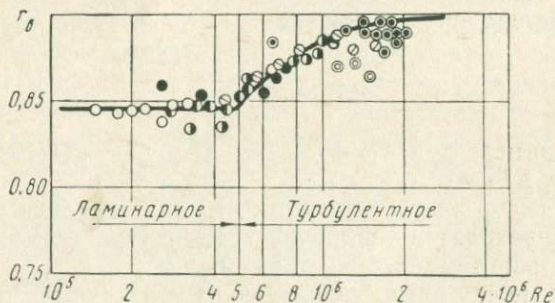


Рис. 2.3. Типовая зависимость коэффициента восстановления от числа Re для пластинчатого термометра

На рис. 2.3 показана типовая зависимость коэффициента восстановления пластинчатого термометра от числа Рейнольдса.

В области ламинарного течения коэффициент восстановления постоянен. Турбулизация движения при больших числах Рейнольдса вызывает увеличение коэффициента восстановления. Су-

шественно, что в потоке обычной плотности всегда $r_B < 1$. В сильно разреженном газе это условие нарушается (см. гл. IX).

При достаточно больших скоростях воздушного потока величину ΔT_V следует вводить в качестве слагаемого в правую часть уравнений (2.7а), (2.10а), (2.27а).

Осреднение показаний термометров

В практике в целом ряде случаев требуются, не мгновенные значения температуры, а осредненные по тому или иному промежутку времени.

Если температура как функция времени известна, то средняя температура

$$\bar{\theta} = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} \theta d\tau, \quad (2.40)$$

или приближенно для серии измерений, состоящей из последовательных отсчетов, равноотстоящих друг от друга по времени,

$$\bar{\theta} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{i=n} \theta_i. \quad (2.41)$$

Формула (2.41) тем точнее, чем больше n . В пределе при $n \rightarrow \infty$ она превращается в формулу (2.40).

Практически все измерения выполняются по термометрам, обладающим определенными инерционными и радиационными, а в некоторых случаях и скоростными погрешностями.

Как отличаются друг от друга осредненные значения температуры среды и температуры реального термометра?

По аналогии с (2.40)

$$\bar{T} = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} T d\tau.$$

Отсюда

$$\bar{T} - \bar{\theta} = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} (T - \theta) d\tau. \quad (2.42)$$

Подставляя вместо разности $T - \theta$ ее значение из полученных выше решений, мы получим возможность определять разность $\bar{T} - \bar{\theta}$.

Заметим прежде всего, что все постоянные величины в (2.7а), (2.10а), (2.27а) могут быть вынесены из-под знака интеграла,

так как при любом значении постоянной D , не зависящей от времени,

$$\frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} D d\tau = D.$$

Отсюда следует, что инерционные (при $\gamma = \text{const}$), радиационные и скоростные погрешности, если они не меняются во времени, одинаково искажают как мгновенные, так и осредненные результаты измерений.

Поэтому в пределах изложенных выше случаев изменения характеристик среды, анализируя уравнение (2.42), можно инерционные (при $\gamma = \text{const}$), радиационные и скоростные погрешности выносить из-под знака интеграла.

Переходим к анализу уравнения (2.42) при $\tau_1 = \lambda$, т. е. для таких состояний, когда роль начальных условий уже не сказывается из-за достаточно большого времени выдержки термометра в среде.

Тогда, подставляя в него решения (2.7а), (2.10а), суммированные со скоростной поправкой, получим:

в случае постоянной температуры среды

$$\bar{T} - \bar{\Theta} = \Delta T_R + \Delta T_V$$

и в случае линейно меняющейся температуры среды

$$\bar{T} - \bar{\Theta} = -\gamma\lambda + \Delta T_R + \Delta T_V.$$

Таким образом, при постоянной скорости охлаждения среды (в частности, при $\gamma = 0$) средние температуры термометра и среды отличаются друг от друга настолько же, насколько и мгновенные значения, если только выдержано условие $\tau_1 \gg \lambda$.

В случае синусоидального изменения температуры среды, подставляя в (2.42) решение (2.27а), суммированные со скоростной поправкой, и уравнение (2.12), получим

$$\bar{T} - \bar{\Theta} = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} \left[A' \sin \left(\frac{2\pi}{p} \tau - \varphi \right) - A \sin \frac{2\pi}{p} \tau \right] d\tau + \Delta T_R + \Delta T_V.$$

Подставляя $A' = A \cos \varphi$ и выполняя интегрирование, после несложных преобразований получим

$$\begin{aligned} \bar{T} - \bar{\Theta} = & \frac{Ap}{2\pi(\tau_2 - \tau_1)} \left[\sin^2 \varphi \left(\cos \frac{2\pi}{p} \tau_2 - \cos \frac{2\pi}{p} \tau_1 \right) - \right. \\ & \left. - \cos \varphi \sin \varphi \left(\sin \frac{2\pi}{p} \tau_2 - \sin \frac{2\pi}{p} \tau_1 \right) \right] + \Delta T_R + \Delta T_V. \end{aligned}$$

Легко видеть, что первое слагаемое в правой части становится равным нулю, и средние температуры среды и термометра оказываются равными друг другу с точностью до радиационной и скоростной поправок в трех случаях: 1) коэффициент тепловой инерции термометра мал по сравнению с периодом колебаний температуры среды (в этом случае $\varphi=0$); 2) время осреднения во много раз больше периода колебаний температуры среды (в этом случае $\tau_2 - \tau_1 \gg p$); 3) время осреднения кратно периоду колебаний температуры среды (в этом случае $\tau_2 - \tau_1 = kp$, где k — целое число).

Основной вывод, который следует сделать из этого, заключается в том, что осреднение показаний термометра с целью получения средней температуры среды имеет смысл лишь для промежутков времени, значительно больших, чем коэффициент тепловой инерции термометра. Тогда искажающее влияние колебаний, период которых сравним с коэффициентом тепловой инерции термометра или меньше его, не будет иметь места, так как для них будет выполняться условие $\tau_2 - \tau_1 \gg p$ (второй случай). Что же касается колебаний, период которых значительно больше коэффициента тепловой инерции термометра и сравним с периодом осреднения, то их искажающее влияние будет мало, так как для них будет выполняться условие $p \gg \lambda$, т. е. $\varphi=0$ (первый случай).

Практически могут встретиться два случая выбора условий осреднения: первый, когда измерения выполняются с помощью термометра определенной инерции и следует решить вопрос о минимальном разумном промежутке времени осреднения, для которого осредненная температура термометра достаточно близка к средней температуре среды; и второй, когда промежуток времени осреднения задан и следует решить вопрос о максимальном допустимом коэффициенте тепловой инерции термометра, предназначенного для выполнения измерений. И в том, и в другом случае определяющим условием является

$$\frac{\tau_2 - \tau_1}{\lambda} \gg 1.$$

Интересно, что оказалось возможным сделать выбор без привлечения сведений об истинной картине изменения температуры среды во времени. Отсюда, однако, не следует делать поспешный вывод о том, что выбор разумного промежутка времени осреднения может быть сделан без учета действительной временной структуры температурного поля. Выше речь шла лишь о выборе таких условий, при которых средние температуры термометра и среды близки друг к другу. Выбор же промежутка времени осреднения, для которого осредненная температура среды является характерной (репрезентативной), может быть сделан только в том случае, если, с одной стороны, известна хотя бы приближенно вре-

менная и пространственная структура поля температуры и, с другой стороны, достаточно определенно сформулирована физическая задача, ради решения которой выполняются измерения.

Заманчивым на первый взгляд может показаться метод осреднения, при котором время осреднения кратно всем основным периодам изменения температуры среды, подлежащим изучению (третий случай).

Однако применение такого метода связано с большими математическими трудностями при обработке результатов измерений, поэтому он не имеет практического значения.

Безусловно, наиболее универсальным является метод измерений с помощью термометра, коэффициент тепловой инерции которого значительно меньше периода всех колебаний температуры, подлежащих изучению. В этом случае можно осреднять показания термометра и считать осредненное значение равным средней температуре среды, без каких-либо опасений, для любых промежутков времени.

Однако, уменьшая тепловую инерцию датчика термометра, всегда вынуждены усложнять весь термометр в целом и методику работы с ним. Если это самопишущий прибор с непрерывной регистрацией, то уменьшение тепловой инерции влечет за собой требование увеличения скорости движения ленты, а иногда чувствительности и соответственно увеличения ширины ленты и т. д. Усложняется и обработка лент.

В случае несамопишущего прибора возникают дополнительные трудности, связанные с необходимостью учащать отсчеты по прибору, что в ряде случаев затруднено, а иногда и просто невыполнимо. Так, например, учащая отсчеты по недистанционным термометрам, в то же время увеличивают искажающее влияние наблюдателя, в связи с чем увеличение частоты отсчетов может иногда не только не улучшить, но даже ухудшить измерения.

Практически при разработке термометров, предназначенных для определения средних температур, и методов работы с ними приходится выбирать оптимальное значение тепловой инерции, при котором сложность прибора и методики работы с ним, стоимость прибора и его обслуживания остаются не слишком высокими, а искажающее влияние инерции — не слишком большим.

Выше рассматривались периодические изменения температуры, симметричные относительно среднего значения. Однако в тех случаях, когда колебания вертикальной скорости воздушного потока не симметричны относительно нуля, колебания температуры оказываются несимметричными относительно среднего значения.

Путем несложных, но громоздких выкладок можно показать, что по прошествии времени значительно большего, чем коэффи-

циент инерции термометра, когда роль начальных условий исчезает, средние температуры термометра и среды совпадают, несмотря на наличие асимметрии. Как и в случае симметричных колебаний, это совпадение имеет место, если время осреднения велико по сравнению с периодами всех пульсаций, имеющих заметную амплитуду. Это условие выполняется только в том случае, если средняя температура среды постоянна.

При измерениях в облаках и туманах капли воды, попадая на датчики термометров и испаряясь, вызывают занижение показаний термометров. Для уменьшения этого эффекта применяют один из двух приемов. Первый — смазывание датчиков вязкими, медленно испаряющимися жидкостями (масло, вазелин и др.). Капли, попадая на датчик, обволакиваются тончайшим слоем жидкости и практически не испаряются. Этот прием действует до тех пор, пока смазка сохраняется, а капля не слишком много.

Но смазка постепенно сносится воздушным потоком. Смазка меняет (как правило, ухудшает) инерционные и радиационные характеристики датчиков, что вносит некоторую неопределенность в результаты измерений. Некоторого эффекта можно достичь,

применяя вместо смазки гидрофобные покрытия (отталкивающие воду). Опыты в этом направлении еще не закончены.

Второй прием — аэродинамическая сепарация капель облаков и туманов. Датчик помещают в специальную защиту, создающую резкий изгиб линий тока воздуха в направлении к пространству, где помещен датчик. Тогда капли, обладающие инерцией, существенно большей, чем молекулы воздуха, при своем движении в потоке резко отклоняются от линий тока и на датчик не попадают. Схема такой защиты показана на рис. 2.4. Защита выполнена в виде обтекаемого тела, имеющего профиль, похожий на профиль сечения самолетного крыла. Датчик устанавливается в шахте, соединяющей верхнюю и нижнюю образующие защиты. Вследствие разности статических давлений на образующих защиты в шахте возникает стационарный воздушный поток v , обтекающий датчик. Капли воды уносятся вместе с основным потоком V , обтекающим защиту, и в центральную часть шахты, где установлен датчик, практически не попадают. Подобная защита может применяться и при измерении влажности воздуха.

При оценке погрешностей, связанных с применением подобных защит, следует иметь в виду, что при обтекании защиты параметры воздуха в пограничном слое несколько меняются.

Действенной защиты датчиков термометров от обледенения до сих пор не предложено.



Рис. 2.4. Аэродинамическая защита датчиков термометров от попадания капель

§ 2.2. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ТЕРМОМЕТРЫ

Простейшим термоэлектрическим термометром является термопара, составленная из двух разнородных проводников *A* и *B* с гальванометром *Г* в качестве индикатора термо-э. д. с. (рис. 2.5).

Измеряя тем или иным способом э. д. с., развиваемую парой, можно по уравнению (1.19) рассчитать разность температур спаев. Если температура одного спаев поддерживается постоянной (спай термостатируется), то второй спай может быть использо-

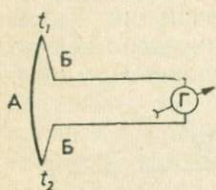


Рис. 2.5. Термопара с гальванометром

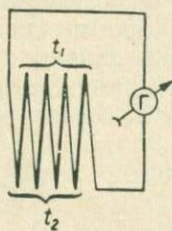


Рис. 2.6. Термобатарея с гальванометром

ван в качестве термометрического тела. Там, где требуется непосредственное измерение разности температур, термостатирование не требуется.

Соединив последовательно несколько термопар, получают термобатарею, термо-э. д. с. которой равна сумме термо-э. д. с. пар. Если пары одинаковы и разность температур спаев одна

и та же для всех пар, то суммарная э. д. с., развиваемая батареей, пропорциональна числу пар (рис. 2.6).

Чтобы охарактеризовать точность, с которой термоэлектрические термометры, изображенные на рис. 2.5, 2.6, позволяют производить отсчет разности температур спаев, вводят понятие о чувствительности термометров такого типа.

Под *чувствительностью* термоэлектрического термометра, состоящего из гальванометра и термопары или термобатареи, понимают число, показывающее, на сколько делений сместится стрелка гальванометра при изменении разности температур спаев на 1° .

Если сопротивление одной пары — R_n , число пар — n , сопротивление гальванометра — R_r и сопротивление подводющих проводов — r , то при разности температур спаев $t = t_1 - t_2$ в цепи термобатареи возникнет э. д. с.

$$E = net, \quad (2.43)$$

и по гальванометру потечет ток

$$I = \frac{net}{R_r + nR_n + r}. \quad (2.44)$$

При этом падение напряжения на клеммах гальванометра

$$V = IR_r = \frac{netR_r}{R_r + nR_n + r} = \frac{net}{1 + \frac{nR_n + r}{R_r}},$$

откуда

$$\frac{dV}{dt} = \frac{ne}{1 + \frac{nR_{\Pi} + r}{R_{\Gamma}}}$$

Переходя от изменения напряжения на клеммах к смещению стрелки гальванометра с помощью соотношения $dV = C_{\text{в}} dN$, где $C_{\text{в}}$ — цена деления гальванометра в вольтах, а dN — смещение стрелки гальванометра, соответствующее изменению напряжения на клеммах гальванометра на dV , приходим к искомому уравнению чувствительности

$$\frac{dN}{dt} = \frac{1}{C_{\text{в}}} \frac{ne}{1 + \frac{nR_{\Pi} + r}{R_{\Gamma}}} \quad (2.45)$$

Нетрудно видеть, что чувствительность термоэлектрического термометра пропорциональна числу пар только в том случае, когда сопротивление гальванометра значительно больше, чем сопротивление остальной части цепи. Действительно, если $R_{\Gamma} \gg nR_{\Pi} + r$, то

$$\frac{dN}{dt} = n \frac{e}{C_{\text{в}}}$$

В другом крайнем случае, когда $R_{\Gamma} \ll nR_{\Pi} + r$ и одновременно $nR_{\Pi} \gg r$, чувствительность

$$\frac{dN}{dt} = \frac{eR_{\Gamma}}{C_{\text{в}}R_{\Pi}}$$

т. е., увеличивая число пар, в этом случае практически не меняют чувствительности термометра.

При изменении температуры, а следовательно, и сопротивлений проводников, составляющих цепь термоэлектрического термометра, его чувствительность несколько меняется, что может, вообще говоря, исказить результаты измерений, если это обстоятельство особо не учитывать. Среди прочих принципиальных источников ошибок, свойственных термоэлектрическим термометрам, следует указать на зависимость чувствительности гальванометра от температуры, что меняет чувствительность термометра в целом, и эффект Пельтье, благодаря чему разность температур спаев оказывается преуменьшенной по сравнению с действительной разностью температур точек, в которые помещены термопары.

Все три перечисленных источника ошибок могут быть устранены, если применить более точную схему измерения термоэ. д. с., например компенсационную схему, повторяющую схему,

представленную на рис. 1.28, где только вместо источника E включена термопара.

Если при $t_1 \neq t_2$ ток в гальванометре отсутствует, то это означает, что падение напряжения на сопротивлении r , которое создается батареей B , в точности компенсируется равной по величине и обратной по знаку электродвижущей силой, развиваемой термопарой. Падение напряжения на сопротивлении r легко определить, так как сила тока, протекающего по нему при наличии компенсации, в точности равна силе тока, протекающего через микроамперметр μA .

Процесс измерения при работе с компенсационной схемой сводится к подбору положения движка делителя напряжения D , при котором ток в гальванометре исчезает. Измерив в этот момент силу тока I по микроамперметру и решая далее относительно разности температур уравнение

$$Ir = e(t_1 - t_2), \quad (2.46)$$

получим

$$t_1 - t_2 = \frac{R_3}{e} I. \quad (2.47)$$

Если вместо термопары применять термобатарею, составленную из n одинаковых пар, то

$$t = t_1 - t_2 = \frac{R_3}{ne} I. \quad (2.48)$$

Компенсации можно добиться только в том случае, если термоток и ток, идущий от батареи, в цепи термопары направлены навстречу друг другу. Направление термотока определится знаком разности температур $t_1 - t_2$. Направление же тока, идущего от батареи, может быть изменено переключателем Π .

Чувствительность компенсационного термоэлектрического термометра характеризуют величиной смещения стрелки микроамперметра, соответствующего изменению разности температур спаев на 1° при условии компенсации.

Если цена одного деления микроамперметра C_a , то чувствительность

$$\frac{dN}{dt} = \frac{1}{C_a} \frac{ne}{R_3}. \quad (2.49)$$

В уравнение (2.49) в отличие от уравнения (2.45) не входят сопротивление гальванометра и сопротивление цепи термометра, за исключением постоянного сопротивления R_3 . Таким образом, чувствительность компенсационного термометра оказывается не зависящей от вариаций сопротивлений термопар, гальванометра, соединительных проводов. Что же касается эффекта Пельтье, то

в компенсационной схеме он оказывается исключенным из-за отсутствия тока в цепи пары при компенсации.

Если в компенсационной схеме напряжение источника тока поддерживать постоянным, то при неизменных R и R_0 сила тока, проходящего через микроамперметр, будет однозначно определяться положением движка делителя напряжения. Поэтому, обеспечив каким-либо образом постоянство напряжения источника тока, можно тогда вообще отказаться от микроамперметра и о силе тока, а следовательно, и о разности температур спаев в момент компенсации судить по положению движка делителя напряжения. Такой принцип используется, например, в термопарах с электронным автоматическим потенциометром.

Схема термопары с автоматическим потенциометром полностью повторяет схему, изображенную на рис. 1.29, если в ней заменить источник напряжения E термопарой.

Термоэлектрические термометры применяются не только для непосредственного измерения температур, но и для определения других величин, изменение которых преобразуется в изменение температуры, например при регистрации радиационных потоков.

В тех случаях, когда требуется измерять не разность температур, а температуру в одной точке, причем термостатирование нерабочего спая почему-либо затруднено, нерабочий спай помещают в воздухе и применяют компенсацию изменения температуры нерабочего спая. Наиболее распространенный способ — включение в схему термоэлектрического термометра неуравновешенного моста сопротивлений, причем металлическое термосопротивление помещают рядом с нерабочим спаем, а напряжение разбаланса (пропорциональное изменению температуры нерабочего спая) используют для компенсации.

В другом способе полупроводниковое сопротивление включают в одну из ветвей схемы термоэлектрического термометра, причем так, чтобы температурное изменение его сопротивления и соответствующее изменение напряжения на нем компенсировали бы изменение напряжения, вызванное изменением температуры нерабочего спая.

§ 2.3. ТЕРМОМЕТРЫ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Термометрическим свойством термометров сопротивления является зависимость их электрического сопротивления от температуры. В качестве датчиков в них применяются металлические и полупроводниковые термосопротивления, рассмотренные в § 1.5; в качестве измерительных схем, фиксирующих изменение сопротивления датчиков, следующее за изменением их температуры, применяются главным образом мостовые схемы, основы построения которых изложены в § 1.7.

Переходим к рассмотрению конкретных схем термометров сопротивления.

Уравновешенные термометры сопротивления

Принципиальная схема термометра представлена на рис. 2.7, где R — сопротивление датчика, R_1, R_2, R_3 — постоянные сопротивления, из которых одно, два или все три регулируемые, Γ — гальванометр, R_4 — реостат, B — источник тока, K — ключ. Сопротивление соединительных проводов, идущих к датчику, обозначено через r .

Если, изменяя регулируемые сопротивления, добиться равновесия моста (отсутствия тока в гальванометре), то при $r \ll R$ величина сопротивления датчика может быть найдена из очевидного соотношения

$$RR_3 = R_1R_2, \quad (2.50)$$

соответствующего правилу: *при равновесии моста произведения сопротивлений противоположащих плеч равны друг другу.*

Подставляя в (2.50)

$$R = R_0 e^{\alpha t} \quad (2.51)$$

и разрешив результат относительно t , получим для термометров с металлическими термосопротивлениями

$$t = \frac{1}{\alpha} \ln \frac{R_1 R_2}{R_3 R_0}. \quad (2.52)$$

Рис. 2.7. Схема термометра сопротивления

Таким образом, зная сопротивления трех плеч моста, сопротивление датчика при 0° и коэффициент α , можно по уравнению (2.52) рассчитать температуру датчика. Такой расчет обычно выполняют только для образцовых термометров. В остальных случаях их градуируют путем сравнения с образцовыми.

В таком случае при градуировке сравнивают температуру датчика и величину сопротивления R_2 , соответствующего равновесию.

Под чувствительностью уравновешенного термометра сопротивления понимают число, показывающее, насколько необходимо изменить регулируемые сопротивления моста при изменении температуры датчика на 1° для того, чтобы мост остался в равновесии. Если регулируемым плечом является одно плечо R_2 , то под чувствительностью понимают величину $\frac{dR_2}{dt}$. Решая (2.50) относительно R_2 и дифференцируя полученное уравнение по температуре, получим

$$\frac{dR_2}{dt} = \frac{R_3}{R_1} \frac{dR}{dt}; \quad (2.53)$$

но $\frac{dR}{dt} = R\alpha$, поэтому окончательно чувствительность

$$\frac{dR_2}{dt} = \frac{R_3 R}{R_1} \alpha = R_2 \alpha, \quad (2.54)$$

т. е. чувствительность уравновешенного термометра с одним регулируемым плечом тем больше, чем больше сопротивление этого плеча и чем больше температурный коэффициент сопротивления датчика.

Точность отсчета температур по такому термометру существенно зависит от цены наименьшего деления в омах, которое можно отсчитать по сопротивлению R_2 . Если цена наименьшего деления сопротивления R_2 в омах составляет ΔR_2 , то цена этого деления в градусах составит

$$\Delta t = \frac{dt}{dR_2} \Delta R_2 = \frac{\Delta R_2}{R_2 \alpha}. \quad (2.55)$$

Так, например, если регулируемым плечом служит магазин сопротивлений с ценой наименьшего деления 0,1 ом, а величина сопротивления R_2 составляет 10^3 ом и если датчик изготовлен из меди ($\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} \text{ град}^{-1}$), то чувствительность

$$\frac{dR_2}{dt} = 10^3 \cdot 4,26 \cdot 10^{-3} = 4,26 \text{ ом/град},$$

а цена наименьшего деления магазина

$$\Delta t = \frac{0,1}{10^3 \cdot 4,26 \cdot 10^{-3}} = 0,023^\circ.$$

Следует заметить, что рассчитанная таким образом цена деления гальванометра в градусах может быть практически полностью реализована лишь при том условии, если гальванометр обладает чувствительностью, достаточной для того, чтобы обнаруживать изменение сопротивления R_2 на величину ΔR_2 .

Для термометров с полупроводниковыми термосопротивлениями

$$R = A e^{\frac{\alpha}{T}}, \quad (2.56)$$

где A , α — константы данного термосопротивления (см. § 1.3).

Подставляя эту величину в (2.50) и разрешив результат относительно T , получим для термометров с полупроводниковыми термосопротивлениями связь между температурой датчика и регулируемым сопротивлением R_2 в виде

$$T = \alpha \left(\ln \frac{R_1 R_2}{R_3 A} \right)^{-1}. \quad (2.57)$$

Подставив в (2.53)

$$\frac{dR}{dt} = \frac{dR}{dT} = -\frac{R\alpha}{T^2}, \quad (2.58)$$

получим выражение для чувствительности уравновешенного термометра с полупроводниковыми термосопротивлениями:

$$\frac{dR_2}{dt} = \frac{R_3}{R_1} \frac{dR}{dt} = -\frac{R_3}{R_1} R \frac{\alpha}{T^2} = -R_2 \frac{\alpha}{T^2}. \quad (2.59)$$

Так как коэффициент α для полупроводниковых термосопротивлений значительно больше, чем для металлических, то и чувствительность первых при прочих равных условиях значительно больше.

Из сравнения (2.54) и (2.59) видно, однако, что чувствительность термометров с полупроводниковыми термосопротивлениями сильно зависит от температуры; соответственно и шкала термометров с полупроводниковыми термосопротивлениями

$$R_2 = R_2(T)$$

значительно более нелинейная, чем в случае металлических термосопротивлений.

Рассмотрим основные погрешности уравновешенных термометров сопротивления и меры их устранения. Кроме погрешностей, рассмотренных в § 2.1, термометрам сопротивления свойствен ряд специфических погрешностей, что следует иметь в виду при разработке и эксплуатации термометров сопротивления.

Погрешности, связанные с изменением сопротивления соединительных проводов

Выше подразумевалось, что сопротивление всех соединительных проводов, имеющих в схеме, очень мало. Однако во многих случаях измерения температуры выполняются в таких условиях, когда объект измерения оказывается на значительном расстоянии от остальных плеч моста. Тогда существенное значение приобретает влияние проводов, идущих к датчику. Делать их из манганина или константана практически невозможно из-за высокого удельного сопротивления и большой стоимости. Обычно их делают из меди — материала, столь же хорошо реагирующего на изменение температуры, как и любой металлический датчик. Но тогда схема реагирует не только на изменение температуры объекта измерения, где установлен датчик, но и на изменение температуры среды, где проходят провода, идущие к датчику.

В случае простейшей схемы термометра, представленной на рис. 2.7, это может внести значительную неопределенность в измерения. Чтобы свести эту неопределенность к минимуму, при-

меняют ряд приемов, некоторые из которых рассматриваются ниже.

Применение высокоомных металлических и полупроводниковых датчиков в схеме (рис. 2.7). Если сопротивление проводов, идущих к датчику, равно $2r$, температурный коэффициент сопротивления материала, из которого они изготовлены, α' , а температура проводов меняется в пределах $\Delta t'$, то при этом сопротивление каждого из проводов меняется в пределах

$$\Delta r = r\alpha'\Delta t'.$$

Если сопротивление датчика R , температурный коэффициент сопротивления α , то такое изменение сопротивления проводов будет эквивалентно изменению температуры датчика на Δt , определяющееся соотношением

$$2r\alpha'\Delta t' = R\alpha\Delta t.$$

Отсюда погрешность измерения, вызванная неучетом изменения температуры проводов r в пределах Δt , будет

$$\Delta t = 2 \frac{\alpha'}{\alpha} \frac{r}{R} \Delta t'. \quad (2.60)$$

Из соотношения (2.60) видно, что погрешность тем меньше, чем больше сопротивления датчика по сравнению с сопротивлением проводов. Соотношение (2.60) показывает также, что, применяя полупроводниковые датчики с большим коэффициентом α , также уменьшают погрешность при прочих равных условиях в число раз, равное $\frac{\alpha}{\alpha'}$.

Соотношение (2.60) может быть использовано для введения поправок. В таком случае под величиной $\Delta t'$ следует понимать отклонение температуры проводов при измерении от той температуры, которую они имели при градуировке термометра. Легко понять, что для введения поправки температуру проводов достаточно знать со сравнительно невысокой точностью, тем меньшей, чем меньше r по сравнению с R .

Трехпроводная схема термометра. В таких схемах один из проводов от источника питания присоединяется непосредственно к датчику (рис. 2.8). Таким образом, если в схеме, изображенной на рис. 2.7, к датчику идут два провода (обычная двухпроводная схема), то в схеме, изображенной на рис. 2.8, к датчику идут три провода, отсюда и название — трехпроводная схема.

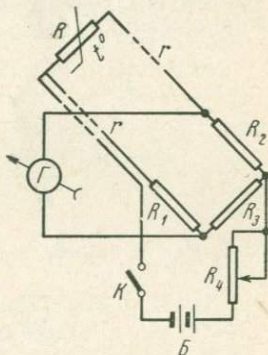


Рис. 2.8. Трехпроводный термометр сопротивления

Напишем условие равновесия термометра с учетом сопротивления проводов r для двух- и трехпроводной схемы.

В первом случае

$$\frac{R + 2r}{R_1} = \frac{R_2}{R_3}, \quad (2.61)$$

во втором

$$\frac{R + r}{R_1 + r} = \frac{R_2}{R_3}. \quad (2.62)$$

Из сравнения (2.61) и (2.62) сразу же видно, что колебания сопротивления r проводов сильнее будут нарушать равновесие термометра в случае двухпроводной схемы. При любых соотношениях сопротивлений

$$\frac{d}{dr} \left(\frac{R + 2r}{R_1} \right) \neq 0,$$

в то время как для осуществления равенства

$$\frac{d}{dr} \left(\frac{R + r}{R_1 + r} \right) = 0$$

достаточно, чтобы выполнялось условие $R = R_1$.

Если это условие не выполняется, то соответствующая погрешность может быть вычислена следующим образом. Обозначим

$$x = \frac{R + r}{R_1 + r},$$

тогда

$$\frac{dx}{dt} = \frac{dx}{dr} \frac{dr}{dt} = \frac{1}{R_1 + r} R \alpha, \quad (2.63)$$

где t , как и выше, — температура датчика. В то же время

$$\frac{dx}{dt'} = \frac{dx}{dr} \frac{dr}{dt'} = \frac{R - R_1}{(R_1 + r)^2} r \alpha', \quad (2.64)$$

где t' , как и выше, — температура проводов r ;

α' — их температурный коэффициент сопротивления.

Разделив (2.63) на (2.64), получим

$$\frac{dt}{dt'} = \frac{\Delta t}{\Delta t'} = \frac{R - R_1}{R_1 + r} \frac{r}{R} \frac{\alpha'}{\alpha}. \quad (2.65)$$

Если условие $R = R_1$ выполняется при температуре t^* , то

$$R - R_1 = R \alpha (t - t^*). \quad (2.66)$$

Подставив (2.66) в (2.65) и разрешив результат относительно Δt , получим погрешность измерения, вызванную неучетом изменения температуры проводов r в пределах $\Delta t'$:

$$\Delta t = \frac{r\alpha'(t-t^*)}{R_1+r} \Delta t' \approx \frac{r\alpha'(t-t^*)}{R} \Delta t'. \quad (2.67)$$

Из сравнения (2.60) и (2.67) видно, что трехпроводная схема обладает при прочих равных условиях погрешностью в $\frac{2}{\alpha(t-t^*)}$ раз меньшей, чем двухпроводная. Уравнение (2.67) может быть использовано не только для оценки погрешности, но и для введения соответствующих поправок.

Из сказанного следует, что применение трехпроводной схемы имеет смысл лишь в случае металлических термосопротивлений, когда $\frac{2}{\alpha(t-t^*)}$ велико, и не имеет смысла для полупроводниковых термосопротивлений, когда эта величина порядка единицы.

Одним из вариантов схемы является такая, в которой регулируемым является сопротивление R_1 , причем $R_2=R_3$. Тогда при равновесии будет выполняться условие $R=R_1$, и погрешность Δt теоретически будет равна нулю. На самом деле эта погрешность будет отлична от нуля, так как сделанный вывод справедлив при идентичности проводов r , идущих к датчику. Различие между их сопротивлениями и температурными коэффициентами сопротивления будет вызывать некоторую погрешность второго порядка малости, тем большую, чем больше это различие.

В схеме, в которой осуществляется равенство $R=R_1$, сопротивление датчика должно быть достаточно большим; в противном случае чувствительность, под которой следует понимать

$$\frac{dR_1}{dt} = R_1\alpha \approx R\alpha,$$

будет небольшой.

Для исключения погрешности применяют также схемы термометров с корректировкой сопротивления проводов.

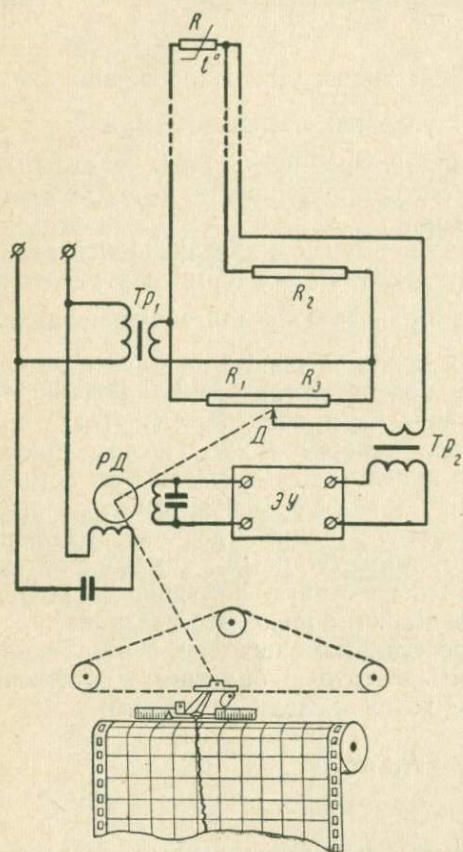
Погрешности, связанные с нагревом датчика электрическим током

В § 1.3 было показано, что нагрев датчика электрическим током прямо пропорционален мощности $P=i^2R$, развиваемой током в термосопротивлении, и обратно пропорционален постоянной рассеяния термосопротивления χ :

$$\Delta T = \frac{P}{\chi} = \frac{i^2R}{\chi} = \frac{i^2R}{\alpha S}. \quad (2.68)$$

Отсюда видно, что уменьшение перегрева может достигаться как изменением конструкции датчика (об увеличении αS см. § 2.1), так и уменьшением мощности измерительного тока. Но уменьшение тока влечет за собой и уменьшение чувствительности

электроизмерительного прибора к изменению сопротивлений моста (см. ниже); в связи с этим, уменьшая ток в мосте, одновременно приходится либо ставить более высокочувствительный электроизмерительный прибор, либо применять усиление сигнала, идущего к электроизмерительному прибору.



Автоматически уравнивающиеся термометры сопротивления

Применяя для выполнения операции уравнивания автоматически уравнивающиеся устройства, можно превратить уравниваемый термометр в автомат, показывающий или регистрирующий.

На рис. 2.9 представлена упрощенная схема автоматически уравнивающегося термометра сопротивления, в

принципе повторяющая схему, изображенную на рис. 1.28.

Мост составлен из термосопротивления R , являющегося датчиком, и трех постоянных сопротивлений R_1 , R_2 , R_3 , из которых R_1 и R_2 регулируемые. Питается мост переменным током, поданным понижающим трансформатором Tr_1 . Напряжение разбаланса подается в повышающий трансформатор Tr_2 , далее в электронный усилитель ZU и в управляющую обмотку реверсивного двигателя PD . Последний кинематически связан с движком Δ и одновременно со стрелкой и пером регистратора.

На рис. 2.9 изображена трехпроводная схема термометра. От схемы, изображенной на рис. 1.26, она отличается лишь тем, что третий провод идет от датчика не к источнику питания, а в измерительную диагональ моста. Легко понять, что все проведенные выше выкладки, касающиеся роли третьего провода, справедливы и в данном случае. Мост может питаться не переменным, а постоянным током.

В этом случае существенно облегчается регулировка моста, так как отпадает необходимость уравнивания моста по фазам и менее жесткими становятся требования к электрической экранировке моста. Зато приходится либо заменять усилитель переменного тока усилителем постоянного тока, являющимся несколько более сложным и менее устойчивым в работе, либо применять в измерительной диагонали промежуточный преобразователь постоянного тока в переменный, например вибропреобразователь, рассмотренный в § 1.6.

Неуравновешенные термометры сопротивления

Принципиальная схема неуравновешенного термометра сопротивления также может быть представлена рис. 2.7, где, однако, сопротивления R_1, R_2, R_3 во время измерений теперь уже не меняются, причем соотношение между ними обычно подбирается при монтаже схемы таким образом, чтобы равновесие моста достиглось при минимальной (или максимальной) температуре диапазона измерений, для которых предназначен термометр. Тогда при любой другой температуре через гальванометр будет протекать ток, тем больший, чем больше температура термометра отличается от минимальной (максимальной).

Воспользуемся уравнением (1.22), подставив в него (см. рис. 1.22 и 2.7)

$$A=R, D=R_1, B=R_2, C=R_3.$$

Тогда получим (без учета сопротивления r)

$$i = \frac{U(RR_3 - R_1R_2)}{R_r(R + R_2)(R_1 + R_3) + RR_2(R_1 + R_3) + R_1R_3(R + R_2)}. \quad (2.69)$$

Если, в частности, выбрать плечи моста так, чтобы при минимальной (или максимальной) температуре выполнялось равенство

$$R_1 = R_2 = R_3 = R,$$

то при температуре датчика t , отличной от минимальной (максимальной), через гальванометр будет протекать ток

$$i = \frac{U(R - R_1)}{4R_1(R_r + R_1)}, \quad (2.70)$$

или в случае металлических термосопротивлений

$$i = \frac{U(R_0 e^{\alpha t} - R_1)}{4R_1(R_r + R_1)} \quad (2.70a)$$

Решая (2.70 а) относительно t , получим

$$t = \frac{1}{\alpha} \ln \frac{4iR_1(R_r + R_1) + UR_1}{UR_0} \quad (2.71)$$

Таким образом, зная сопротивления R_0 , R_1 , R_r , коэффициент α и напряжение U , можно по уравнению (2.71) определить температуру датчика, отсчитав по гальванометру силу тока i .

Под чувствительностью неуравновешенного термометра понимают число, показывающее, на сколько делений сместится стрелка гальванометра при изменении температуры датчика на 1° .

Продифференцировав (2.70) по температуре, находим

$$\frac{di}{dt} = \frac{U}{4R_1(R_r + R_1)} \frac{dR}{dt} \quad (2.72)$$

Так как

$$\frac{dR}{dt} = R\alpha \text{ и } \frac{di}{dt} = C_a \frac{dN}{dt},$$

где C_a — цена деления гальванометра в амперах, а $\frac{dN}{dt}$ — иско-
мое смещение стрелки гальванометра при изменении температу-
ры датчика на 1° , то окончательно чувствительность

$$\frac{dN}{dt} = \frac{UR\alpha}{4C_a R_1(R_r + R_1)} \quad (2.73)$$

При выводе исходного уравнения предполагают, что все четы-
ре сопротивления мало отличаются по величине друг от друга.

Если в (2.73) положить $R = R_1$, то

$$\frac{dN}{dt} = \frac{U\alpha}{4C_a(R_r + R_1)} \quad (2.73a)$$

Таким образом, чувствительность неуравновешенного термо-
метра с равными плечами прямо пропорциональна напряжению,
поданному на мост, температурному коэффициенту сопротивле-
ния, обратно пропорциональна цене деления гальванометра и за-
висит, кроме того, от сопротивлений, составляющих схему.

Пример. Датчик термометра изготовлен из меди ($\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} \text{ град}^{-1}$).
Сопротивление плеча $R_1 = 121,4 \text{ ом}$. Цена деления гальванометра в амперах
 $0,6 \cdot 10^{-6}$, сопротивление гальванометра $106,4 \text{ ом}$. Напряжение на концах токо-
вой диагонали $1,0 \text{ в}$. Тогда чувствительность термометра

$$\frac{dN}{dt} = \frac{1,0 \cdot 4,26 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 0,6 \cdot 10^{-6} (106,4 + 121,4)} = 7,8 \text{ дел/град.}$$

Уравнения неуравновешенного термометра, так же как и уравновешенного, обычно используют лишь для выбора параметров термометров, а градуировку производят сравнением с образцовым термометром. При градуировке сравнивают температуру датчика и соответствующее положение стрелки гальванометра, т. е. строят зависимость $N=N(t)$.

Для термометров с полупроводниковыми термосопротивлениями

$$\alpha = -\frac{a}{T^2}$$

и соответственно

$$\frac{dN}{dt} = \frac{dN}{dT} = -\frac{Ua}{4C_a T^2 (R_r + R_1)} \quad (2.74)$$

Аналогично тому, как это было в отношении уравновешенных термометров, неуравновешенные термометры с полупроводниковыми термосопротивлениями обладают чувствительностью более высокой, чем термометры с металлическими термосопротивлениями (с такой же мощностью рассеяния), но зато их шкалы $N=N(t)$ более нелинейные и менее устойчивы во времени.

Основные погрешности неуравновешенных термометров сопротивления и меры их устранения

Приведенные выше выкладки, касающиеся погрешности уравновешенных термометров, связанной с нагревом датчика электрическим током, целиком применимы и к неуравновешенным.

Погрешность, связанная с изменением сопротивления проводов, идущих к датчику, имеет значение как для уравновешенных, так и для неуравновешенных термометров. Формулы (2.9) и (2.10), выведенные для типовых схем, строго применимы и для тех, и для других. С некоторым приближением может быть использована и формула (2.17).

Специфическими для неуравновешенных термометров являются погрешности, связанные с изменениями э. д. с. источника питания и чувствительности гальванометра. От этих величин зависит чувствительность неуравновешенного термометра, поэтому их изменение вызывает изменение градуировочной кривой и смещение шкалы $N=N(t)$. Чтобы избежать

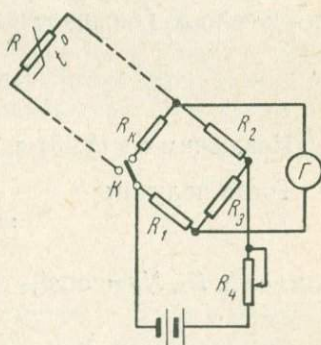


Рис. 2.10. Неуравновешенный термометр сопротивления с контрольным сопротивлением

связанной с этим обстоятельством неопределенности, в схему дополнительно включают контрольное постоянное сопротивление R_k (рис. 2.10).

Перед началом градуировки термометра ставят ключ K в правое (контрольное) положение и замечают, на каком делении N_k стоит стрелка гальванометра. Затем ставят ключ в левое положение и выполняют градуировку.

Перед началом измерений вновь ставят ключ в контрольное положение и замечают, на каком делении стоит стрелка — на N_k или сместилась. Если стрелка сместилась, то, действуя реостатом R_4 , устанавливают ее на N_k . Затем ставят ключ K в левое положение и выполняют измерения.

Докажем, что при такой методике измерений показания термометра становятся не зависящими от величин U , C_a , R_r . С этой целью перепишем уравнение (2.70), разделив предварительно его левую и правую части на C_a :

$$\frac{t}{C_a} = N = \frac{U(R - R_1)}{C_a 4R_1(R_r + R_1)}. \quad (2.75)$$

Это уравнение может быть представлено также в виде

$$N = N(t, U, C_a, R_r),$$

показывающем, что связь между температурой датчика и положением стрелки гальванометра не однозначная, если меняются U , C_a , R_r .

Напишем уравнение, аналогичное (2.75), для правого положения ключа K . Оно, очевидно, имеет вид

$$N_k = \frac{U(R_k - R_1)}{C_a 4R_1(R_r + R_1)}. \quad (2.76)$$

Исключим из (2.75) и (2.76) величину $\frac{U}{C_a(R_r + R_1)}$.

Тогда получим

$$N = N_k \frac{R - R_1}{R_k - R_1}, \quad (2.77)$$

или, если $R_1, N_k = \text{const}$,

$$N = N(t).$$

Отсюда вытекает, что при постоянном значении N_k изменение соотношений между U , R_r , C_a не нарушает функциональной связи между температурой датчика и положением стрелки гальванометра, т. е. не искажает показаний термометра.

Менее совершенным методом контроля чувствительности неуравновешенного термометра сопротивления является такой, когда в схему включают вольтметр, контролирующий напряжение в токовой диагонали моста. При этом контролируется величина U ,

в то время как в схеме, изображенной на рис. 2.10, одновременно контролируются также R_T и C_a , т. е. в последнем случае контроль является более полным.

Для устранения погрешностей неуравновешенных термометров, связанных с изменением напряжения источника питания, применяют также особые схемы — с логометром в качестве электроизмерительного прибора (рис. 2.11). Термосопротивление R включается в качестве одного из сопротивлений логометрической схемы, остальные сопротивления $R_1 = R_2 = R_3$ постоянные.

Как было показано в § 1.1, логометр реагирует на изменение отношения токов, протекающих по рамкам 1 и 2. Отношение же токов в рамках при относительно малом сопротивлении источника питания, если пренебречь сопротивлением соединительных проводов,

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{R + R_1 + r_2}{R_2 + R_3 + r_1}, \quad (2.78)$$

где r_1 и r_2 — сопротивления рамок логометра.

Таким образом, угол поворота рамок φ , определяющийся отношением токов $\frac{i_1}{i_2}$, является функцией R , т. е. температуры датчика $\varphi = \varphi(t)$, но не зависит от напряжения источника питания. Отношение токов, а следовательно, и угол поворота в какой-то мере зависят от величин сопротивления рамок логометра r_1 и r_2 , т. е. от температуры логометра. Если они одинаковы ($r_1 = r_2$), то отношение токов $\frac{i_1}{i_2}$ оказывается не зависящим от изменений сопротивлений рамок при условии

$$R_1 + R = R_2 + R_3.$$

При нарушении этого условия показания термометра становятся зависящими от температуры логометра, однако в незначительной степени, притом в тем меньшей, чем меньше $r_1 = r_2$ по сравнению с $R_2 + R_3$ и $R + R_1$.

Применение логометров предпочтительно во всех тех случаях, когда наблюдение за постоянством э. д. с. источника питания или ее точная стабилизация по тем или иным причинам затруднены. Следует, однако, иметь в виду, что стандартные логометры менее чувствительны, чем гальванометры. Это значительно ограничивает области применения логометров.

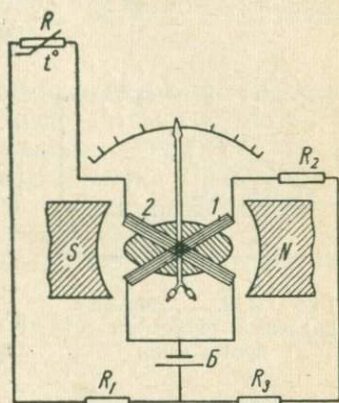


Рис. 2.11. Неуравновешенный термометр сопротивления с логометром

Дифференциальные термометры сопротивления

В тех случаях, когда требуется непосредственное измерение разности температур объектов, применяются дифференциальные термометры. На рис. 2.12 дана простейшая схема уравновешенного дифференциального термометра сопротивления. Термосопротивления R_1 и R_2 служат датчиками термометра и находятся в тепловом контакте с объектами, разность между температурами которых подлежит измерению.

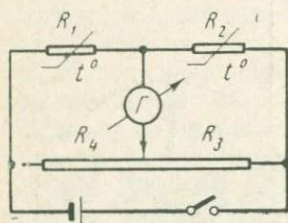


Рис. 2.12. Дифференциальный термометр сопротивления

Термосопротивления R_1 и R_2 делают максимально одинаковыми. Если при отсутствии разности температур датчиков их сопротивления равны друг другу ($R_1 = R_2$), то мост оказывается в равновесии при равенстве регулируемых сопротивлений R_3 и R_4 . Если температура датчиков t_1 и $t_2 = t_1 + \Delta t$ и соответственно их сопротивления R_1 и $R_2 = R_1 + \Delta R$, то для равновесия необходимо, чтобы выполнялась пропорция

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} \quad \text{или} \quad \frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} - 1.$$

Но для сравнительно небольших разностей температур

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \alpha \Delta t,$$

откуда

$$\Delta t = \frac{1}{\alpha} \frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{R_3}{R_4} - 1 \right). \quad (2.79)$$

Под чувствительностью уравновешенного дифференциального термометра понимают величину

$$\frac{d \left(\frac{R_3}{R_4} \right)}{d(\Delta t)} = \alpha. \quad (2.80)$$

Таким образом, в случае металлических термосопротивлений ($\alpha = \text{const}$) и сравнительно небольшой разности температур датчиков реохорд, соединяющий между собой регулируемые сопротивления R_3 и R_4 , может быть проградуирован непосредственно в градусах разности температур.

Применяя полупроводниковые термосопротивления, получа-

ют соответственно большую чувствительность прибора. Для полупроводниковых термометров

$$\frac{d\left(\frac{R_3}{R_4}\right)}{d(\Delta t)} = \alpha = -\frac{a}{T^2} \quad (2.81)$$

и

$$\Delta t = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{R_3}{R_4} - 1 \right) = \frac{a}{T^2} \left(1 - \frac{R_3}{R_4} \right). \quad (2.82)$$

Под величиной T здесь понимается температура термосопротивления R . Более точный вывод показывает, что под этой величиной следует понимать среднюю температуру датчиков.

Простейшая схема неуравновешенного дифференциального термометра сопротивления может быть также представлена рис. 2.12, на котором, однако, сопротивления R_1 и R_2 теперь постоянные, нерегулируемые и равные друг другу. Используя уравнение (2.70), получим

$$i = \frac{U \Delta R}{4R_1(R_T + R_1)} = \frac{U \alpha \Delta t}{4(R_T + R_1)}. \quad (2.83)$$

Под чувствительностью неуравновешенного дифференциального термометра сопротивления понимают величину

$$\frac{dN}{d(\Delta t)} = \frac{1}{C_a} \frac{di}{d(\Delta t)} = \frac{U \alpha}{4C_a(R_T + R_1)}. \quad (2.84)$$

Она, как и следовало ожидать, совпадает по величине с чувствительностью неуравновешенного недифференциального термометра.

Схема неуравновешенного дифференциального термометра сопротивления с мостовым усилителем постоянного тока рассмотрена в гл. III.

Следует иметь в виду, что от дифференциальных термометров, как правило, требуется большая точность, чем от недифференциальных, в связи с чем в дифференциальных применяются обычно металлические термосопротивления, обладающие большим, чем полупроводниковые, постоянством параметров.

Дифференциальные термометры могут быть полностью автоматизированы. При необходимости автоматизации в неуравновешенных термометрах применяют самопишущие электроизмерительные приборы и принимают меры к стабилизации элементов схемы.

Автоматический уравнивающий дифференциальный термометр в принципе повторяет рассмотренную схему (см. рис. 2.9) с той лишь разницей, что в дифференциальном термометре два (смежных) плеча являются термосопротивлениями.

Типовая схема автоматически уравнивающегося термо-

метра сопротивления, предназначенного для измерения температуры и разности температур, показана на рис. 2.13. Для моста сопротивлений T и ΔT поочередно уравниваются высокоомным потенциометром P , шунтирующим мосты. Принцип уравнивания показан на рис. 2.14.

Управление схемой (рис. 2.13) осуществляется электромотором 1 , вращающим распределитель 2 и валик 3 , непрерывно перемещающий перфорированную бумажную ленту 4 .

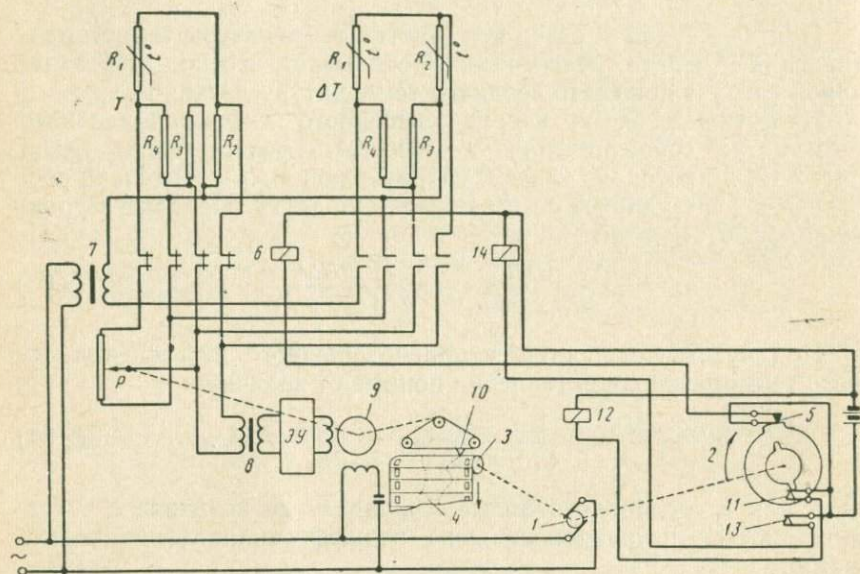


Рис. 2.13. Автоматически уравнивающийся дифференциальный термометр сопротивления

В положении, изображенном на рис. 2.13, выступ большего диска распределителя замкнул контактную пару 5 , что заставило реле 6 сработать и замкнуть свои контакты. Напряжение от трансформатора 7 оказывается поданным на мост T , а сигнал разбаланса этого моста — на входной трансформатор 8 электронного усилителя $\mathcal{ЭУ}$. Реверсивный двигатель 9 начинает вращаться и перемещает ползунок потенциометра P в положение равновесия. Одновременно двигатель 9 смещает ударник 10 в положение, соответствующее равновесию моста. Через некоторое время, достаточное для срабатывания искателя равновесия, выступом малого диска распределителя 2 замыкается контактная пара 11 , а вместе с тем и цепь реле 12 , управляющего ударником 10 . В этот момент ударник 10 дает отметку на бумаге 4 , после чего пары 5 и 11 размыкаются.

Когда распределитель 2 повернется на пол-оборота, замкнется пара 13, являющаяся ключом для реле 14. Последнее замкнет свои контакты, подключив к мосту ΔT трансформаторы 7, 8 и потенциометр P . Схема вновь придет в равновесие, снова сработает реле 12, и на бумажной ленте 4 будет сделана отметка равновесия моста ΔT .

Так как в мосте T термосопротивлением является одно плечо R_1 , а остальные плечи постоянные, то при подключении этого моста измеряется сопротивление R_1 , являющееся электрическим аналогом температуры объекта, где оно установлено.

В мосте ΔT термочувствительными плечами являются два смежных R_1 и R_2 , а постоянными R_3 и R_4 . Поэтому при подключении моста ΔT измеряется разность $R_1 - R_2$, являющаяся электрическим аналогом разности температур объектов, где установлены сопротивления R_1 и R_2 .

Если температуры и разности температур датчиков меняются в широких пределах, то появляется заметная зависимость чувствительности дифференциальных термометров (не только полупроводниковых, но и металлических) от температуры, что усложняет обработку результатов измерений. В таких случаях рационально введение в схему температурных компенсаторов чувствительности.

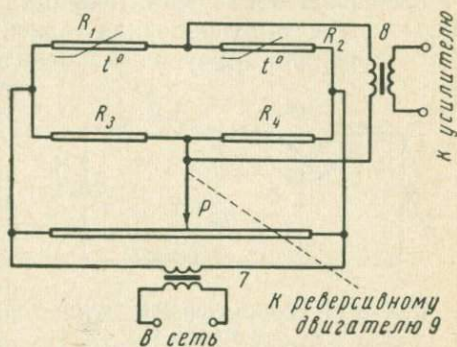


Рис. 2.14. Принцип уравнивания на шунтирующих сопротивлениях

§ 2.4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ТЕРМОМЕТРЫ

Обычно при использовании в измерительных схемах полупроводниковых триодов (транзисторов) принимают меры к тому, чтобы реакция схемы на изменения внешней температуры была бы минимальной. Этого добиваются либо термостатированием триодов, либо применением различного рода компенсационных схем.

Однако температурная зависимость характеристик электронодырочных переходов, которая обуславливает температурную зависимость схем с транзисторами, может быть обращена на пользу. Она может быть использована для построения транзисторных термометров.

На рис. 2.15 показан один из вариантов схемы транзисторного термометра. Выходной сигнал $U_{\text{вых}}$ подается на самопишущий вольтметр или автоматический потенциометр.

Так как чувствительность схемы с германиевыми и кремниевыми транзисторами имеет порядок 10^{-3} в/град, то, применяя в качестве выходных обычные электроизмерительные приборы, можно надежно регистрировать изменения температур 10^{-1} град и меньше. Чтобы чувствительность минимально зависела от температуры и градуировочная зависимость прибора была бы близка к линейной, буферное сопротивление R выбирают значительно большим, чем сопротивление эмиттерного перехода.

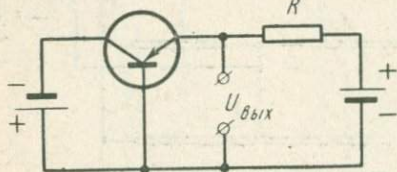


Рис. 2.15. Транзисторный термометр

Степень постоянства градуировки термометра определяется постоянством коллекторного и эмиттерного напряжений, однако требования к постоянству напряжений сравнительно невысокие. Так, например, для схемы (рис. 2.15) изменение коллекторного на-

пряжения на 10% вызывает изменение тока эмиттера на доли процента, что соответствует смещению шкалы термометра на сотые доли градуса.

Тепловая инерция термометра со стандартным транзистором в воздушном потоке со скоростью около 2 м/сек составляет несколько секунд, однако она может существенно уменьшиться, если уменьшить массу основы, на которой расположен полупроводник.

Воспроизводимость результатов у транзисторных датчиков, по имеющимся сведениям, не хуже, чем у термисторов.

Аналогичны схемы термометров с полупроводниковыми диодами, однако воспроизводимость результатов измерений по таким термометрам несколько хуже.

§ 2.5. РАДИАЦИОННЫЕ ТЕРМОМЕТРЫ

Радиационные термометры основаны на законах температурного излучения, основным условием которого является следующее: энергия, излучаемая исследуемым телом, должна полностью заимствоваться из теплового запаса этого тела, а лучистая энергия, поглощенная телом, должна полностью превращаться в тепло. Если убыль теплового запаса излучающего тела не восполняется, то его температура понижается. Постоянство температуры наблюдается в тех случаях, когда энергия излучения в точности равна притоку тепла либо за счет теплообмена с окру-

жающей средой, либо за счет каких-либо реакций внутри тела, связанных с выделением тепловой энергии.

Законы температурного излучения наиболее точно могут быть сформулированы для черных тел. Основным законом является закон М. Планка, позволяющий рассчитать E_λ — излучательную способность абсолютно черного тела при температуре T в области длины волны λ в единичном интервале длин волн.

Исходя из гипотезы о квантовом характере температурного излучения, Планк показал, что

$$E_\lambda = \frac{2\pi h C_{св}^2}{\lambda^5} \left(e^{\frac{hc_{св}}{k\lambda T}} - 1 \right)^{-1}, \quad (2.85)$$

где $C_{св}$ — скорость света в пустоте;

k — постоянная Больцмана;

h — постоянная, названная впоследствии постоянной Планка.

Легко видеть, что излучательная способность E_λ монотонно убывает с понижением температуры для любых значений λ . Это означает, что с понижением температуры температурное излучение убывает в области всех длин волн.

Как функция длины волны излучательная способность является величиной экстремальной: она равна нулю для $\lambda=0$ и $\lambda=\infty$, достигая максимального значения при некотором конечном значении λ_m , зависящем от значения температуры абсолютно черного тела.

Сказанное иллюстрируется рис. 2.16, ото-

бражающим величину E_λ при различных температурах. Из рисунка видно, что с понижением температуры происходит не только общее уменьшение энергии температурного излучения, но меняется и ее качественный состав. Излучение становится более длинноволновым.

Для нахождения длины волны, соответствующей максимальному излучению, следует приравнять нулю производную по λ от E_λ .

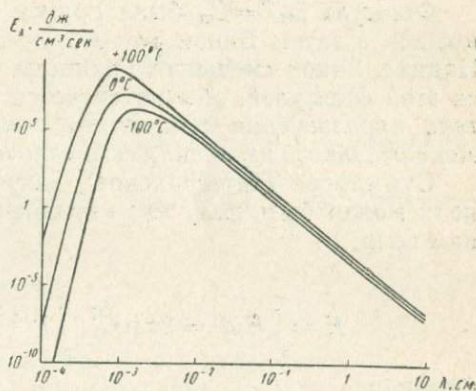


Рис. 2.16. Спектральное распределение излучения абсолютно черного тела при различных температурах

Легко видеть из уравнения (2.85), что максимум излучательной способности соответствует минимуму функции

$$f(\lambda; T) = \lambda^5 \left(e^{\frac{hc_{cb}}{k\lambda T}} - 1 \right).$$

Приравнивая нулю производную по λ от этой функции, получим трансцендентное уравнение

$$5 \left(e^{\frac{hc_{cb}}{k\lambda T}} - 1 \right) - \frac{hc_{cb}}{k\lambda T} e^{\frac{hc_{cb}}{k\lambda T}} = 0. \quad (2.86)$$

Корень этого уравнения

$$\frac{hc_{cb}}{k\lambda T} = 4,9650.$$

Отсюда

$$\lambda_m T = \frac{hc_{cb}}{4,9650k} = \text{const}. \quad (2.87)$$

Формула $\lambda_m T = C_m$ была другим путем получена Б. Б. Голицыным, а затем Вином до того, как стало известно уравнение Планка. Закон смещения Голицына — Вина, который выражается этой формулой, обычно читается так: *для абсолютно черного тела произведение абсолютной температуры на длину волны максимального излучения есть величина постоянная.*

Суммарное (интегральное) излучение в области всех длин волн может быть получено интегрированием (2.85) по всем длинам волн:

$$E = \int_0^{\infty} E_{\lambda} d\lambda = 2\pi h C_{cb}^2 \int_0^{\infty} \lambda^{-5} \left(e^{\frac{hc_{cb}}{k\lambda T}} - 1 \right)^{-1} d\lambda.$$

Обозначив

$$\frac{hc_{cb}}{k\lambda T} = x, \text{ получим}$$

$$E = \frac{2\pi (kT)^4}{h^3 C_{cb}^2} \int_0^{\infty} x^3 (e^x - 1)^{-1} dx.$$

Вычисление интеграла дает

$$\int_0^{\infty} x^3 (e^x - 1)^{-1} dx = \frac{\pi^4}{15},$$

откуда

$$E = \frac{2}{15} \frac{\pi^5 k^4}{h^3 C_{св}^2} T^4 = \sigma T^4, \quad (2.88)$$

где

$$\sigma = \frac{2\pi^5 k^4}{15h^3 C_{св}^2}.$$

Формула $E = \sigma T^4$ была получена и исследована также до того, как был открыт закон Планка. Это было сделано Стефаном и Больцманом.

Закон Стефана — Больцмана обычно читается так: *полное (интегральное) излучение абсолютно черного тела прямо пропорционально четвертой степени абсолютной температуры.*

В соответствии с приведенными выше законами для объектов измерения, которые с достаточным приближением могут считаться абсолютно черными телами, можно построить три типа радиационных термометров.

1. Можно измерять энергию определенной длины волны или узкого диапазона волн, идущих от исследуемого объекта

$$E_\lambda \text{ или } \Delta E_\lambda = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} E_\lambda d\lambda, \quad (2.89)$$

и по величине энергии судить о температуре объекта измерения (монохроматические радиационные термометры).

2. Можно измерять суммарное излучение и находить температуру объекта как

$$T = \sqrt[4]{\frac{E}{\sigma}} \quad (2.90)$$

(радиационные термометры интегрального излучения).

3. Можно, наконец, выполняя измерение E_λ для различных длин волн, строить кривую зависимости излучательной способности от длины волны и, сняв с нее λ_m , определять температуру объекта как

$$T = \frac{C_m}{\lambda_m} \quad (2.91)$$

(термометры максимального излучения).

Термометры максимального излучения называют также *цветовыми*. Это название связано с тем обстоятельством, что смещение максимума, равнозначное изменению спектрального состава излучения, при достаточно высоких температурах тела вызывает заметное для глаза изменение его цвета.

Для оценки сравнительных возможностей термометров моно-

хроматического и интегрального излучения полезно сравнить их относительные чувствительности, под которыми следует понимать относительные изменения излучательной способности и интегрального излучения, соответствующие изменению температуры тела на единицу,

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{E_\lambda} \frac{dE_\lambda}{dT} &= \frac{h C_{\text{св}}}{k \lambda T^2} \left(1 - e^{-\frac{h C_{\text{св}}}{k \lambda T}} \right)^{-1} \\ \frac{1}{E} \frac{dE}{dT} &= \frac{4}{T} \end{aligned} \right\} \quad (2.92)$$

Результаты вычисления относительных чувствительностей термометров монохроматического и интегрального излучения даны на рис. 2.17.

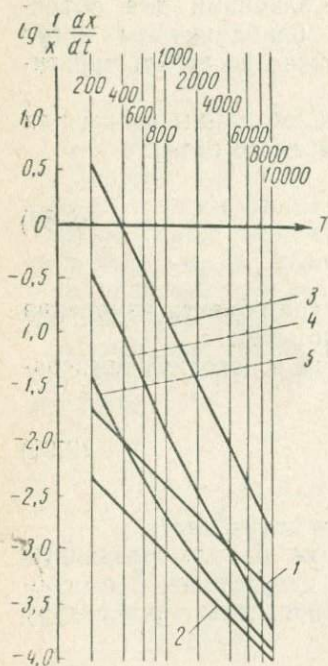


Рис. 2.17. Относительная чувствительность радиационных термометров:

1 — термометры интегрального излучения ($X=E$); 2 — термометры максимального излучения ($X=\lambda_m$); 3 — термометры монохроматического излучения при $\lambda=0,1$ мкм; 4 — термометры монохроматического излучения при $\lambda=1$ мкм; 5 — термометры монохроматического излучения при $\lambda=10$ мкм (для 3, 4, 5 $X=E_\lambda$)

Относительную чувствительность термометров максимального излучения будем характеризовать относительным изменением длины волны максимального излучения, соответствующую изменению температуры на единицу:

$$\frac{1}{\lambda_m} \frac{d\lambda_m}{dT} = -\frac{1}{T} \quad (2.93)$$

Знак чувствительности термометра максимального излучения отрицательный (с понижением температуры λ_m возрастает).

Однако для сравнения с чувствительностью других радиационных термометров на рис. 2.17 отложено (также в логарифмическом масштабе) абсолютное значение (2.93).

Рисунок позволяет сравнить по чувствительности различные виды радиационных термометров при разных температурах.

Относительная чувствительность термометров монохроматического излучения, работающих в области видимого спектра, больше, чем для инфракрасных термометров. Однако для естественных условий могут быть использованы только последние, так как в первом случае практически невозможно выделить коротковолновый сиг-

нал, идущий от объекта измерений, на фоне коротковолновой солнечной радиации (прямой, рассеянной и отраженной).

Относительная чувствительность радиационных термометров всех видов тем больше, чем ниже температура объектов. В этом отношении естественные объекты измерений оказываются в сравнительно выгодном положении, так как их температура обычно значительно ниже, чем температура большинства промышленных объектов измерения.

Чувствительности термометров монохроматического и полного излучения в области температур, которые характерны для естественных объектов, относительно близки друг другу; относительная чувствительность термометра максимального излучения по абсолютной величине несколько меньше. Термометры максимального излучения обладают, однако, одним важным достоинством, связанным с тем, что они не требуют точной градуировки в абсолютных единицах. Легко понять, что положение максимума кривой

$$E_{\lambda} = f(\lambda)$$

не зависит от выбора единиц измерения энергии излучения.

Абсцисса же максимума кривой является единственной величиной, необходимой для определения температуры с помощью термометров максимального излучения.

Некоторым видоизменением метода термометра монохроматического излучения является такой способ, при котором измеряют излучательную способность в области двух длин волн λ_1 и λ_2 . Тогда для вычисления температуры исследуемого тела абсолютная градуировка не требуется, а достаточно знать отношение излучательных способностей в области длин волн λ_1 и λ_2 .

Действительно, эта величина

$$K_1 = \frac{E_{\lambda_1}}{E_{\lambda_2}} = \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^5 \frac{e^{\frac{hc_{св}}{k\lambda_1 T}} - 1}{e^{\frac{hc_{св}}{k\lambda_2 T}} - 1}, \quad (2.94)$$

откуда видно, что температура абсолютно черного тела, величина которой является корнем уравнения (2.94), однозначно определяется величинами K_1 , λ_1 , λ_2 .

Реальные объекты измерения по своим свойствам в той или иной мере отличаются от абсолютно черных тел. Излучение реальных тел в области всех длин волн меньше, чем соответствующее излучение абсолютно черных тел.

Принято говорить, что реальным телам свойственна неполнота излучения (по сравнению с абсолютно черными телами). Это выражается законом Кирхгофа, который мы сформулируем в следующем удобном для дальнейшего использования виде:

для заданной длины волны отношение излучательной способности тела к его поглотительной способности не зависит от природы тела, а зависит лишь от его температуры. Под поглотительной способностью a_λ понимается отношение поглощенной энергии к падающей; для абсолютно черного тела поглотительная способность в соответствии со сказанным выше равна единице, для реальных тел $a_\lambda < 1$.

Закон Кирхгофа для радиационной термометрии важен в том отношении, что позволяет рассчитывать излучение реальных тел по их поглотительной способности и излучательной способности абсолютно черных тел. Так как

$$\left. \begin{aligned} \frac{E_\lambda}{a_\lambda} &= \frac{E_{\lambda, \text{черн}}}{1} \\ E_\lambda &= a_\lambda E_{\lambda, \text{черн}} \end{aligned} \right\} \quad (2.95)$$

Если поглотительная, а следовательно, и излучательная способности тела зависят от длины волны, то такое тело называют *селективно излучающим*. Если же эта зависимость отсутствует и при данной температуре поглотительная способность тела a постоянна, но меньше единицы, то тело называют *серым*.

В этом случае

$$E_\lambda = a E_{\lambda, \text{черн}},$$

где a — константа данного тела, не зависящая от длины волны, и поэтому

$$E = a \sigma T^4. \quad (2.96)$$

Величину a в этом случае называют *коэффициентом неполноты излучения, или коэффициентом серости*.

Если множитель a не зависит от λ , то его наличие в уравнении типа (2.85) не скажется на виде уравнения типа (2.86). Это означает, что максимумы излучения абсолютно черных и серых тел совпадают. Впрочем, это ясно и из анализа рис. 2.16. Кривые серых тел будут отличаться от кривых абсолютно черных тел только вертикальным масштабом, что не скажется на положении максимумов кривых.

Введение понятия о серых телах связано с некоторой идеализацией. Излучение реальных тел всегда селективно; как правило, с увеличением длины волны коэффициент поглощения, а следовательно, и лучеиспускательная способность уменьшаются. Однако для конкретных участков длин волн, на которых сконцентрирована большая часть излучения (границы этих участков зависят от температуры объектов и от пропускательной способности измерительной аппаратуры), замена реально поглотительной способности эффективным средним коэффициентом

(коэффициентом серости) в ряде случаев оказывается рациональной.

Обычно при работе с радиационными термометрами вводят термин «кажущаяся радиационная температура» объекта измерения. Под ней понимают ту температуру, которую имел бы объект измерения, если бы, обладая свойствами абсолютно черного тела, он излучал такую же энергию, как и данный реальный объект измерения.

Легко понять, что кажущаяся радиационная температура всегда оказывается ниже действительной, если измерения выполняются термометрами монохроматического или интегрального излучения. В случае термометров максимального излучения в соответствии со сказанным выше кажущаяся температура в точности совпадает с действительной для серых объектов измерения. Для реальных объектов кажущаяся радиационная температура, полученная с помощью термометров максимального излучения, может оказаться как выше, так и ниже действительной. Легко показать, в частности, что если вблизи максимума излучения поглощательная способность с увеличением длины волны уменьшается, то кажущаяся температура оказывается выше действительной.

Для перехода от кажущейся температуры T' к действительной T необходимо знать характеристики неполноты излучения: поглощательной способности в случае термометров монохроматического или максимального излучения и коэффициента серости в случае термометров интегрального излучения. Если эти характеристики известны, то переход может быть осуществлен следующим образом:

В случае термометров интегрального излучения

$$\left. \begin{aligned} E &= a\sigma T^4 = \sigma T'^4 \\ T &= \frac{T'}{\sqrt[4]{a}} \end{aligned} \right\} \quad (2.97)$$

откуда

В случае термометров монохроматического излучения

$$E_\lambda = a_\lambda \frac{2\pi h C_{св}^2}{\lambda^5} \left(e^{\frac{hc_{св}}{k\lambda T}} - 1 \right)^{-1} = \frac{2\pi h C_{св}^2}{\lambda^5} \left(e^{\frac{hc_{св}}{k\lambda T'}} - 1 \right)^{-1},$$

откуда

$$T = \frac{hc_{св}}{k \lambda \ln \left[a_\lambda \left(e^{\frac{hc_{св}}{k\lambda T'}} - 1 \right) + 1 \right]}. \quad (2.98)$$

В случае термометров максимального излучения для перехода от кажущейся температуры к действительной необходимо

знать закон зависимости поглощательной способности объекта измерения от длины волны вблизи максимума.

Изложенная выше теория радиационных термометров, позволившая осветить принципы их действия и написать уравнения чувствительности термометров различных видов, недостаточна, однако, для выбора вида термометра и его конкретной схемы. Необходимо принять во внимание условия прохождения радиационными потоками пути между объектом измерения и термометром, факторы, искажающие результаты измерений, свойства приемников радиации (чувствительных элементов), свойства электронизмерительных схем, необходимых для построения прибора, и т. д.

Плотность радиационных потоков при прохождении между объектом измерения и термометром уменьшается в результате поглощения и рассеяния. Основными поглотителями радиации, содержащимися в воздухе при обычных условиях, являются водяной пар, углекислота и озон. Поглощение радиации этими составными частями воздуха имеет существенно селективный характер; некоторые длины волн совершенно не поглощаются, в то время как другие сильно поглощаются даже при незначительном содержании примесей. Представление об этом можно получить из рассмотрения рис. 3.11, где аналогичный вопрос рассматривается применительно к радиационным гигрометрам.

Интенсивность рассеяния радиационных потоков существенно зависит от соотношения между длиной волны радиационного потока и размером рассеивающих частиц.

Учет условий ослабления радиационных потоков в атмосфере позволяет более квалифицированно судить о преимуществах различных видов радиационных термометров, предназначенных для выполнения тех или иных измерений. При этом следует иметь в виду, что учет условий ослабления радиации тем более существен, чем больше расстояние между объектом измерений и термометром и чем сильнее меняются во времени параметры воздушной среды между объектом измерения и термометром.

Селективность поглощения радиации в воздухе заставляет отдавать предпочтение термометрам монохроматического излучения с такими длинами волн, которые не поглощаются составными частями воздуха.

Эффект рассеяния заставляет стремиться к применению более длинных волн. Однако, как указывалось в § 1.4, разработка фотоэлементов, чувствительных к длинным волнам, связана с большими трудностями. Неселективные же приемники обладают сравнительно небольшой чувствительностью.

Таким образом, при выборе вида радиационного термометра и его параметров встречаются с рядом противоречивых требований, которые приходится учитывать при конструировании радиационных термометров, предназначенных для выполнения тех или

инных конкретных задач. Их следует учитывать и при эксплуатации приборов, чтобы иметь достаточно правильное представление о возможностях применяющейся аппаратуры. Переходим к рассмотрению приемников радиации.

Приемники радиационных термометров

Геофизические радиационные термометры предназначены для измерения температуры поверхности объектов, максимум излучения которых, как правило, лежит в инфракрасной области. В связи с этим приемники геофизических радиационных термометров должны быть достаточно чувствительными к инфракрасным лучам.

Приемники инфракрасной радиации могут быть разделены на две группы: селективные, чувствительность которых существенно зависит от длины волны радиации, и неселективные, одинаково поглощающие волны всех длин в данном участке спектра.

Обычно для исключения селективности применяют покрытия приемников, приближающие их по радиационным свойствам в заданном участке спектра к абсолютно черным телам. Такие покрытия получают, например, путем осаждения при испарении в вакууме сплава олова и сурьмы или путем химического осаждения платиновой черни. В качестве селективных приемников применяются главным образом фотоэлектрические преобразователи, в частности полупроводниковые фотосопротивления. Они рассматривались в § 1.4. Выбор типа фотоэлектрических преобразователей, предназначенных для использования в радиационных термометрах, как правило, обуславливается положением красной границы спектральной чувствительности.

В качестве неселективных приемников радиации могут быть применены термоэлектрические преобразователи, термосопротивления, в частности, в режиме сверхпроводимости, газовые термометры, оптико-акустические и др.

Радиационные термометры, в которых приемниками радиации служат термосопротивления, принято называть *болометрами*. Металлические термосопротивления, применяющиеся в болометрах, могут изготавливаться из пластин золота, никеля и т. д.

Болометры с полупроводниковыми термосопротивлениями представляют большие возможности для достижения высокой чувствительности. Наибольшей чувствительностью и одновременно наименьшей инерцией обладают полупроводники в состоянии сверхпроводимости.

Весьма ответственной деталью радиационных термометров являются оптические фильтры. Они должны пропускать радиацию рабочего диапазона длин волн и в то же время ограждать приемники радиации от действия факторов, которые могут оказать искажающее влияние на результаты измерений (радиаци-

онные потоки вне рабочего диапазона, ветер, пыль и т. д.). Так, например, в рассмотренных выше вакуумных приемниках они служат окошками для радиации в баллоне, в котором помещен приемник.

В термометрах монохроматического или максимального излучения спектр пропускания должен быть достаточно узким. Наоборот, термометры интегрального излучения должны иметь коэффициент пропускания, минимально меняющийся в достаточно широком инфракрасном диапазоне и резко снижающийся в области коротких волн, характерных для солнечной радиации (прямой, рассеянной, отраженной).

Кривые пропускания материалов, применяющихся в радиационных термометрах интегрального излучения, характеризуются широкой полосой пропускания излучения. В термометрах монохроматического и максимального излучения применяются фильтры с узкой полосой пропускания, в частности так называемые *интерференционные* фильтры. О радиационных фильтрах см. также в гл. IX.

Устройство радиационных термометров

Приемники радиационных термометров помещают обычно в трубу, вырезающую системой диафрагм определенный телесный угол. Чтобы колебания температуры воздуха меньше сказывались на приемнике, его защищают массивным корпусом. Так как практически все приемники радиации в той или иной степени реагируют на изменение температуры окружающей среды, обычно в радиационных термометрах предусматривается либо термостатирование, либо температурная компенсация. В последнем случае рядом с приемником радиации помещают такой же приемник, защищенный от действия радиации и являющийся температурным компенсатором; электрическую схему собирают таким образом, чтобы реакция окончательного прибора определялась разностью реакций радиационного приемника и температурного компенсатора.

На рис. 2.18 дана электрическая схема одного из инфракрасных радиационных термометров. Мост, включающий в себя два фотосопротивления — приемник радиации ΦC_1 и температурный компенсатор ΦC_2 — и два активных сопротивления R_1 и R_2 , питается генератором (*Ген*), вырабатывающим сигнал с несущей частотой, значительно превосходящей частоту изменения температуры объекта измерений. Сигнал разбаланса моста усиливается двумя каскадами резонансного усилителя, собранными на пентодах L_1 и L_2 . Анодной нагрузкой ламп L_1 и L_2 являются LC -контуры с резонансной частотой, равной несущей частоте. Третьим каскадом усиления напряжения является триод L_3 с

трансформаторной анодной нагрузкой. После третьей лампы сигнал попадает на двойной диод \mathcal{L}_4 .

После выпрямления диодом низкочастотная составляющая проходит через фильтр Φ , подавляющий несущую частоту. При этом на сопротивлениях утечки тетродов \mathcal{L}_5 и \mathcal{L}_6 выделяются

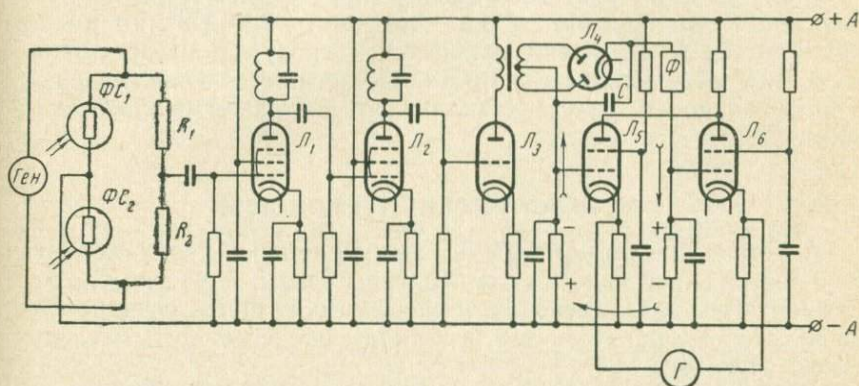


Рис. 2.18. Принципиальная электрическая схема радиационного термометра

сигналы, равные друг другу по величине, но обратные по знаку (на рисунке показано стрелками). Эти сигналы создают равные друг другу по величине, но обратные по знаку изменения токов через лампы \mathcal{L}_5 и \mathcal{L}_6 , что будет зафиксировано гальванометром Γ шлейфового осциллографа.

Таким образом, гальванометр зафиксирует сигнал разбаланса моста, обязанный своим происхождением изменениям плотности радиационного потока, облучающего фотосопротивление Φ_{C1} , что в свою очередь определяется изменениями температуры объекта измерений. Высокочастотная составляющая, имеющая постоянную (несущую) частоту, через фильтр не проходит и замыкается через конденсатор C , представляющий достаточно малое сопротивление для высокочастотной составляющей и достаточно большое для низкочастотной составляющей.

На рис. 2.19 дан пример записи кажущейся температуры, полученной летом в дневное время малоинерционным радиацион-

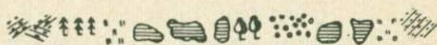
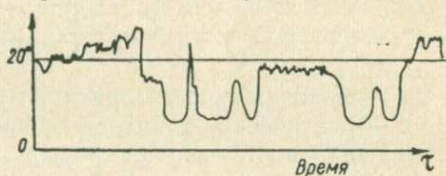


Рис. 2.19. Пример записи радиационной температуры подстилающей поверхности, полученной днем в летнее время

ным термометром, установленным на самолете. Маршрут самолета схематично показан на том же рисунке. Рис. 2.19 очень наглядно иллюстрирует, во-первых, температурную неоднородность естественной подстилающей поверхности и, во-вторых, большие возможности радиационных термометров.

Один из инфракрасных радиационных термометров полного излучения был разработан для температур 20—100°, но может применяться и при отрицательных температурах. Чувствительным элементом является металлическое термосопротивление, расположенное в фокусе стеклянного алюминированного зеркала.

§ 2.6. АКУСТИЧЕСКИЕ ТЕРМОМЕТРЫ

Акустические термометры основаны на зависимости скорости распространения звука от температуры среды. В частности, они применяются для измерения температуры воздуха, осредненной по некоторому пространству, в котором пролегает путь исследуемого звукового луча.

Если акустические колебания давления газовой среды подчиняются законам идеальных газов и если амплитуда звуковых колебаний невелика, то фазовая скорость распространения звука оказывается не зависящей от амплитуды и частоты колебаний и равной (по Лапласу)

$$C_{зв} = \sqrt{\gamma \frac{p}{\rho}}, \quad (2.99)$$

где $C_{зв}$ — фазовая скорость распространения звука;

p — статическое давление газовой среды;

ρ — плотность газовой среды;

γ — отношение удельной теплоемкости при постоянном давлении к удельной теплоемкости при постоянном объеме.

Для воздуха воспользуемся уравнением состояния Менделеева — Клайперона в виде

$$\frac{p}{\rho} = \frac{k N T_V}{M}, \quad (2.100)$$

где k — постоянная Больцмана;

N — число Авогадро;

M — молекулярный вес воздуха;

T_V — виртуальная температура, связанная с температурой T и уругостью водяного пара соотношением

$$T_V = T \left[1 + \left(1 - \frac{\mu}{M} \right) \frac{e}{p} \right], \quad (2.101)$$

где μ — молекулярный вес воды.

Подставив (2.100) в (2.99), получим окончательно

$$C_{зв} = \sqrt{\gamma \frac{kNT}{M} \left[1 + \left(1 - \frac{\mu}{M} \right) \frac{e}{p} \right]}. \quad (2.102)$$

Для оценки чувствительности акустических термометров, определяющейся зависимостью скорости распространения звука от температуры воздуха, найдем относительное приращение скорости звука, соответствующее изменению температуры на 1° .

Из формулы (2.102) получим

$$\frac{1}{C_{зв}} \frac{dC_{зв}}{dT} = \frac{1}{2T}.$$

$$\text{При } T \approx 300^\circ\text{K} \quad \frac{1}{C_{зв}} \frac{dC_{зв}}{dT} \approx 0,002 \text{ град}^{-1} = 0,2\%/\text{град}.$$

$$\text{Если } C_{зв} = 300 \text{ м/сек, то } \frac{dC_{зв}}{dT} \approx 0,6 \text{ м/сек/град}.$$

Таким образом, зависимость скорости распространения звука от температуры оказалась довольно значительной. С целью сравнения вспомним (см. § 2.3), что относительное изменение сопротивления металлических термосопротивлений имеет тот же порядок величины. Ориентировочно можно считать, что изменение температуры воздуха на 2° вызывает изменение скорости распространения звука на 1 м/сек .

Зависимость скорости распространения звука от упругости пара в воздухе может быть получена путем дифференцирования (2.102):

$$\frac{1}{C_{зв}} \frac{dC_{зв}}{de} = \frac{\frac{1}{2p} \left(1 - \frac{\mu}{M} \right)}{1 + \left(1 - \frac{\mu}{M} \right) \frac{e}{p}} \approx \frac{1}{2p} \left(1 - \frac{\mu}{M} \right). \quad (2.103)$$

В целях наглядности перейдем от упругости пара к относительной влажности воздуха. При заданной температуре

$$de = Edf,$$

где f — относительная влажность воздуха;

E — упругость насыщения при заданной температуре.

Тогда

$$\frac{1}{C_{зв}} \frac{dC_{зв}}{df} = \frac{E}{C_{зв}} \frac{dC_{зв}}{de} \approx \frac{E}{2p} \left(1 - \frac{\mu}{M} \right), \quad (2.104)$$

откуда следует, что зависимость скорости распространения звука от относительной влажности воздуха резко ослабевает с понижением температуры воздуха. Расчет показывает, что если при

+20° изменение температуры на 1° эквивалентно изменению относительной влажности воздуха примерно на 4%, то при температуре —40° изменение влажности воздуха от 0 до 100% вызывает примерно такое же изменение скорости звука, как изменение температуры воздуха на 0,2°.

В соответствии со сказанным при работе со звуковыми термометрами учет влияния влажности воздуха должен вестись тщательнее, чем выше температура. При достаточно низких температурах влиянием влажности можно пренебречь.

Если отказаться от ограничений, наложенных при выводе формулы Лапласа, то выявится ряд новых неучтенных моментов, приобретающих существенное значение, как только акустический термометр начинает работать в условиях, значительно отличающихся от нормальных атмосферных.

Рэлей показал, что вязкость среды сказывается на фазовой скорости распространения звука тем сильнее, чем меньше плотность среды и чем больше частота акустических колебаний. В связи с этим в атмосфере на больших высотах, где плотность воздуха мала, скорость звука, а тем более ультразвука начинает превосходить значения, вычисленные по формуле Лапласа: скорость звука становится зависящей от частоты (*частотная дисперсия*).

При нормальных атмосферных условиях дисперсия наблюдается при частотах 10^7 гц и более.

Сильное понижение температуры воздуха может сказаться на скорости распространения звука не только в смысле зависимости, представленной формулой Лапласа, но и в том, что при низких температурах воздух по своим свойствам начинает резко отличаться от идеального газа, а формула Лапласа становится неприменимой. Так, при нормальном атмосферном давлении воздуха формула Лапласа начинает давать заметную погрешность при температурах —60, —70° и ниже.

Если учесть с достаточной степенью точности все основные факторы, определяющие скорость звука, то зависимость скорости звука от температуры может быть использована в качестве термометрического свойства в довольно широком диапазоне естественных условий. Как будет ясно из рассмотрения конкретных схем акустических термометров, наибольшие возможности для термометрии представляют высокочастотные акустические колебания — ультразвуковые. Именно они и применяются в акустических термометрах.

Для практического осуществления акустических термометров необходимо выбрать излучатель ультразвуков, достаточно чувствительный приемник и схему измерения скорости распространения ультразвука.

В качестве излучателей и приемников ультразвуковых колебаний обычно используются материалы, обладающие пьезоэлект-

рическим эффектом (кварц, титанат бария, сегнетова соль и т. д.).

Прямой пьезоэлектрический эффект заключается в том, что под действием механических деформаций сжатия или растяжения кристалл электрически поляризуется, что может быть использовано для обнаружения ультразвуковых колебаний, если применить пьезокристалл в качестве приемника ультразвука.

Обратный пьезоэлектрический эффект проявляется в том, что под действием электрического поля кристалл деформируется (*явление электрострикции*), что может быть использовано для построения ультразвуковых излучателей, если подвергать пьезокристалл действию переменного электрического поля. Тогда колебания граней кристалла будут порождать в окружающей среде акустические волны.

При построении излучателей пьезокристалл помещают между обкладками конденсатора, включенного в цепь генератора электрических колебаний. В так называемой осцилляторной схеме пьезокристалл, являясь излучателем ультразвука, одновременно способствует частотной стабилизации генератора в целом, а следовательно, и стабилизации частоты ультразвука.

Структура и размеры пьезокристалла определяют его собственную частоту, при которой он наиболее сильно реагирует на электрические колебания (*явление резонанса*). Разумеется, что кристалл подбирается таким образом, чтобы его резонансная частота была как можно ближе к заданной частоте акустических колебаний. Тогда коэффициент полезного действия излучателя будет максимальным.

Заметим тут же, что при применении пьезокристаллов в качестве датчиков давления в измерительных приборах стремятся к тому, чтобы частота изменения исследуемого давления была значительно меньше собственной частоты пьезокристалла. В противном случае результат измерений искажается в результате наложения вынужденных резонансных колебаний пьезокристалла.

Если пьезокристалл применяется в качестве приемника ультразвуковых волн, то конденсатор, между обкладками которого он заключен, подключается к усилителю. Тогда разность потенциалов, возникающая между обкладками конденсатора, будучи усиленной, сможет воздействовать на окончательный прибор, например осциллограф.

Особенностью усилителей, предназначенных для работы с пьезокристаллами, является малая входная емкость. Это связано с тем, что разность потенциалов на обкладках конденсатора, будучи прямо пропорциональной заряду, образуемому на гранях кристалла, и обратно пропорциональной сумме емкостей пьезокристалла и входной емкости усилителя, оказывается тем большей, чем меньше входная емкость усилителя.

Кроме плоских прямоугольных ультразвуковых пьезоизлучателей, в последнее время стали применять и другие, например полые цилиндрические пьезоизлучатели, которые под действием переменного электрического поля совершают радиальные колебания, порождая мощный ультразвуковой сигнал, направленный по оси цилиндра.

Некоторые перспективы намечаются в применении термоэлектрических полупроводниковых ультразвуковых излучателей, дающих возможность простыми средствами получить значительную мощность акустических сигналов.

Наряду с пьезодатчиками в качестве излучателей и приемников ультразвука в измерительной технике используют конденсаторные микрофоны с достаточно высокой резонансной частотой.

Они представляют собой конденсаторы, подвижные пластины которых — мембраны — выполнены либо из тонкой металлической пластинки, либо из пленки полимера (терилен, лавсан), покрытой металлом (золото, платина, алюминий).

Диэлектриком между неподвижным и подвижным электродами служит в первом случае воздух, во втором случае воздух и пленка полимера, являющаяся твердым диэлектриком. Конденсаторные преобразователи более чувствительные. Используются как плоские, так и цилиндрические конденсаторы. И те и другие применяют как в качестве приемников звука (собственно микрофоны), так и в качестве излучателей. Работа с конденсаторными преобразователями в естественных условиях усложняется по сравнению с лабораторными в связи с изменением давления и температуры при подъеме прибора вверх и в связи с эффектом динамического давления на подвижный электрод при движении воздуха относительно прибора.

Эти причины вызывают изменение градуировки, что приходится учитывать при обработке результатов измерений.

Впрочем, зависимость реакции конденсаторного преобразователя от скорости воздушного потока может быть использована для построения конденсаторного анемометра. В таком случае динамическое давление должно модулировать сигнал, вырабатываемый в схеме, в которую включен конденсатор. Непосредственно измерить изменения емкости, обусловленные своим происхождением изменению динамического давления, достаточно точно не удается, так как изменения давления могут быть медленными (низкочастотными), не воспринимающимися обычными схемами переменного тока.

Скорость распространения ультразвука может быть измерена различными способами. Можно, посылая отдельные акустические импульсы, измерять непосредственно время прохождения ими расстояния между звукоизлучателем и звукоприемником. Соответствующая схема представлена на рис. 2.20. Звуковой сигнал посылается излучателем I по направлению к приемнику 2.

В качестве окончного электронизмерительного прибора применен электронный осциллограф. На горизонтально отклоняющие пластины 3, 4 электроннолучевой трубки подается пилообразное напряжение развертки с частотой, равной частоте посылки акустических импульсов. Генератор пилообразного напряжения развертки 5 и генератор 6, возбуждающий излучатель 1, должны работать строго синхронно.

На электроннолучевую трубку, на ее вертикально отклоняющие пластины 7 и 8 подается напряжение и от излучателя 1 и от приемника 2 через усилитель 9. Поэтому электронный луч будет испытывать вертикальное отклонение как в моменты посылки акустических сигналов излучателем 1, так и в моменты их подхода к приемнику 2. Расстояние l между соответствующими вертикальными отметками на экране трубки осциллографа оказывается пропорциональным времени прохождения акустическим сигналом воздушного промежутка L между излучателем и приемником, которое в свою очередь определяется температурой воздуха. Таким образом, экран электроннолучевой трубки может быть при желании проградуирован непосредственно в градусах. Обычно экран размечают в единицах времени, для чего подают на вертикально отклоняющие пластины высокочастотное, строго стабилизированное по частоте периодическое напряжение.

В импульсных звуковых термометрах может применяться и круговая развертка электронного луча во времени. Тогда, подавая на отклоняющие пластины осциллографа сигналы от излучателя и приемника, в моменты прихода импульсов к осциллографу будем наблюдать кратковременные электронные всплески, расстояние между которыми и определяет время распространения звукового импульса от излучателя до приемника. Круговая развертка увеличивает шкалу термометра в π раз по сравнению с линейной пилообразной разверткой. Еще больший диапазон измерений температуры может быть получен при применении спиральной развертки электронного луча во времени (см. § 1.2).

Время прохождения звуковым сигналом расстояния между излучателем и приемником

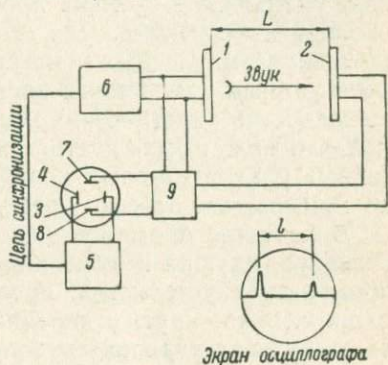


Рис. 2.20. Импульсный акустический термометр

$$\tau = \frac{L}{C_{зв}} \quad (2.105)$$

При изменении температуры на 1° это время изменится на величину

$$\frac{d\tau}{dT} = \frac{d\tau}{dC_{зв}} \frac{dC_{зв}}{dT} = -\frac{L}{C_{зв}^2} \frac{C_{зв}}{2T} = -\frac{L}{2C_{зв}T}. \quad (2.106)$$

Для оценки величин τ и $\frac{d\tau}{dT}$ положим $L=1$ м, $C_{зв}=300$ м/сек, $T=300^\circ\text{К}$. Тогда $\tau=3 \cdot 10^{-3}$ сек = 3000 мксек и $\frac{d\tau}{dT} \approx -5 \times 10^{-6}$ сек/град = -5 мксек/град.

Таким образом, повышение температуры воздуха на 1° вызывает уменьшение времени прохождения звукового сигнала на несколько микросекунд. Для того чтобы достаточно точно замечать смещения импульсных отметок на экране, соответствующие микросекундным изменениям времени τ , необходимо, чтобы продолжительность акустических импульсов была бы сравнительно малой, что может быть достигнуто лишь при достаточно высокочастотных ультразвуковых колебаниях, период которых существенно меньше, чем отрезки времени, подлежащие регистрации.

В качестве промежуточных преобразователей электрических сигналов, идущих к оконечному прибору — осциллографу, могут применяться устройства, преобразующие цуг волн в импульс напряжения с крутым передним фронтом. Тогда отметки прихода импульсов становятся более четкими. Некоторым видоизменением схемы импульсного акустического термометра является такая, в которой электрический сигнал, идущий к электроннолучевой трубке от излучателя, предварительно проходит через устройство, обладающее достаточно большим и притом строго постоянным временем задержки, сравнимым с величиной τ . Тогда время прохождения электронного луча по экрану трубки может быть существенно уменьшено, что позволит отмечать изменение времени τ с большей точностью.

Заметим, наконец, в заключение, что излучатель в импульсном термометре может быть одновременно использован и в качестве приемника. В этом случае ультразвуковые импульсы направляются на отражатель, от которого они возвращаются обратно к излучателю-приемнику. В момент возвращения импульса напряжение на пьезокристалл от генератора не должно подаваться. Впрочем, летучие мыши, которые обладают весьма совершенным звуколокатором с частотой звука $\sim 10^4 \div 10^5$ гц, пользуются, по-видимому, другим приемом. Испуская серии ультразвуковых импульсов, мышь непрерывно меняет частоту прерывания звука, подбирая ее такой, чтобы приход очередного импульса, отраженного от препятствия, совпал с моментом испускания последующего импульса. Тогда частота посылки импульсов может служить мерой расстояния до препятствия. Легко подсчитать,

что при расстоянии до препятствия 1 м мышь должна испускать несколько десятков импульсов в секунду.

Схема акустического термометра, предусматривающая изменение температурного смещения фазы акустических колебаний, дана на рис. 2.21. Звуковой сигнал в этом случае непрерывно посылается излучателем 1 в сторону приемника 2. Электрический сигнал, возбуждающий излучатель, непрерывно подается также на одну пару отклоняющих пластин электроннолучевой трубки 3, а электрический сигнал от приемника — на другую пару пластин. Для усиления сигналов используют усилители 4 и 5. Так как частота напряжений на обеих парах пластин одинакова — она равна частоте сигнала, вырабатываемого генератором 6, то форма фигуры Лиссажу, которая образуется на экране трубки, определяется разностью фаз электрических сигналов, зависящей в свою очередь от того, насколько велика скорость звука в промежутке между излучателем и приемником. И в этом случае экран трубки может быть проградуирован непосредственно в градусах.

Если частота акустических колебаний ω и соответственно длина волны $\lambda = \frac{C_{зв}}{\omega}$, то на промежутке L укладывается число волн

$$N = \frac{L}{\lambda} = \frac{L\omega}{C_{зв}}. \quad (2.107)$$

Изменение этого числа, соответствующее изменению температуры на 1° ,

$$\frac{dN}{dT} = \frac{dN}{dC_{зв}} \frac{dC_{зв}}{dT} = - \frac{L\omega}{C_{зв}^2} \frac{C_{зв}}{2T} = - \frac{L\omega}{2C_{зв}T}. \quad (2.108)$$

Так, если $L=1$ м, $C_{зв}=300$ м/сек, $T=300^\circ$ К и $\omega=10^5$ гц, то $\frac{dN}{dT} = -0,5$ град $^{-1}$. Это означает, что при частоте звука 10^5 гц изменение температуры вызывает весьма значительное смещение фазы электрического сигнала, идущего на электроннолучевую трубку от приемника. Один градус температуры соответствует половине волны, т. е. изменению фазы на $\Delta\varphi=\pi$. Применение низких акустических частот дает пропорционально меньшую чув-

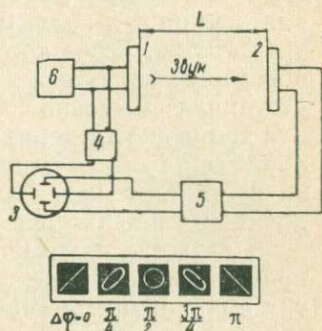


Рис. 2.21. Фазовый акустический термометр и фигуры Лиссажу для колебаний с одинаковыми частотами

ствительность. Легко подсчитать, например, что при частотах $\omega \approx 10^2$ гц изменение фазы на $\Delta\varphi = \pi$ вызывается изменением температуры воздуха примерно на 1000° .

Измерители фаз (фазометры), применяющиеся в схемах акустических термометров, могут быть самыми разнообразными. Так, некоторым видоизменением схемы является схема с фазовращателем, через который проходит электрический сигнал от приемника на пути к электроннолучевой трубке. В этом случае, регулируя смещение фазы в фазовращателе, можно при измерении температуры добиваться того, чтобы фигура Лассажу на экране всегда имела одну и ту же форму. Тогда положение рукоятки регулятора фазовращателя, например, реостата, будет определяться температурой воздуха.

В качестве фазометров в акустических измерителях могут применяться фазовые дискриминаторы (см. § 1.9). Опорный сигнал с постоянными значениями амплитуды, частоты и фазы поступает на первичную обмотку трансформатора Tr_2 . Входной сигнал, поступающий на дискриминатор с приемника акустического термометра, предварительно ограниченный по амплитуде, идет на первичную обмотку трансформатора Tr_1 .

Амплитуда выходного выпрямленного сигнала будет определяться разностью фаз опорного и входного сигналов. Опорный сигнал создается обычно тем же генератором, который возбуждает излучатель. Начальная разность фаз создается фазовращателем.

Чем выше чувствительность фазового термометра, тем пропорционально меньший интервал температур может быть измерен. Фазовые термометры оказываются наиболее удобными в тех случаях, когда требуются измерения высокой точности, но в узком интервале температур.

Кроме рассмотренных схем акустических термометров, могут применяться и другие. Так, например, при ракетных исследованиях атмосферы применялся акустический термометр, в котором измеряется время распространения звуковой волны, возникающей при взрыве гранаты, выбрасываемой из ракеты в горизонтальном направлении. Если граната взорвалась на расстоянии L от ракеты, то микрофон, установленный в ракете, воспримет звуковой сигнал через промежуток времени

$$\tau = \frac{L}{C_{зв}}.$$

Так как $C_{зв} \approx \sqrt{T}$, то

$$\tau \approx LT^{-\frac{1}{2}}, \quad (2.109)$$

откуда

$$-\frac{1}{\tau} \frac{d\tau}{dT} = \frac{1}{2T} \quad \text{и} \quad -\frac{d\tau}{dT} = \frac{L}{2TC_{зв}}. \quad (2.110)$$

Если, например, граната взрывается на расстоянии 10 км от ракеты, то

$$-\frac{d\tau}{dT} \approx \frac{10^4}{2 \cdot 300 \cdot 300} \approx 0,05 \text{ сек/град.}$$

В этом случае время может измеряться со сравнительно небольшой точностью, так как изменение температуры на 1° вызывает значительное изменение времени прохождения звукового сигнала, составляющее 0,05 сек.

Для отметки момента взрыва может применяться фотоэлемент, дающий отметку времени в момент световой вспышки, сопровождающей взрыв гранаты. Время измеряется с помощью автоматического секундомера, роль которого может выполнять, например, электронный осциллограф, на экране которого отмечаются моменты прихода к ракете светового и звукового сигналов аналогично тому, как это осуществляется в импульсном акустическом термометре.

Основные достоинства акустических термометров связаны с тем, что в них, так же как в радиационных термометрах, отсутствует основной источник радиационных погрешностей — термометрическое тело, непосредственно воспринимающее изменение температуры. Это особенно существенно для измерений на больших высотах, где радиационные погрешности обычно значительно искажают результат.

Важным достоинством акустических термометров является их малая инерция. Они практически безынерционны по отношению к таким изменениям температуры воздуха, период которых велик по сравнению со временем прохождения акустическими сигналами расстояния между излучателем и приемником. Если расстояние между ними не более 1 м, то это время, как уже указывалось выше, составляет всего лишь тысячные доли секунды, поэтому результат, который получается при работе с акустическими термометрами, практически характеризует температуру, осредненную по пути движения звукового сигнала без временных искажений.

Если воздух движется относительно излучателя и приемника акустического термометра, то это может, вообще говоря, вызывать погрешности, связанные со смещением акустической волны вместе с воздухом. Разумным выбором схемы термометра и методики работы с ним эти погрешности могут быть сведены к минимуму.

Если составляющая скорости воздушного потока по направлению, соединяющему приемник и излучатель, равна V , то с учетом ее уравнение (2.105) приобретает вид

$$\tau = \frac{L}{C_{зв} V}. \quad (2.111)$$

Зависимость времени прохождения сигнала между излучателем и приемником от скорости потока характеризуется величиной

$$\frac{d\tau}{dV} = \frac{L}{(C_{зв}V)^2},$$

или, при $V \ll C_{зв}$,

$$\frac{d\tau}{dV} = \frac{L}{C_{зв}^2}. \quad (2.112)$$

Сравнивая полученный результат с (2.106), убеждаемся, что реакция акустического термометра на изменение скорости потока сравнительно сильная.

Для исключения искажающей роли ветровых потоков может быть применен такой прием. Звуковой сигнал посылают в двух противоположных направлениях, на которых устанавливают приемники на равных расстояниях от излучателя. При расчете температуры используется или непосредственно измеряется сумма времен распространения звукового сигнала до приемников.

Если составляющая скорости ветра по направлению, соединяющему излучатели и приемники, равна V , то в случае импульсного термометра время прохождения звукового сигнала до одного из приемников будет

$$\tau_1 = \frac{L}{C_{зв} + V}, \quad (2.113)$$

а до другого

$$\tau_2 = \frac{L}{C_{зв} - V}. \quad (2.114)$$

Тогда при $V^2 \ll C_{зв}^2$

$$\frac{d(\tau_1 + \tau_2)}{dT} = \frac{d(\tau_1 + \tau_2)}{dC_{зв}} \frac{dC_{зв}}{dT} = -\frac{L}{C_{зв}T}. \quad (2.115)$$

В то же время при $V^2 \ll C_{зв}^2$

$$\frac{d(\tau_1 + \tau_2)}{dV} = \frac{4LV}{C_{зв}^3}. \quad (2.116)$$

Сравнивая (2.112) и (2.116), заключаем, что

$$\frac{d\tau}{dV} : \frac{d(\tau_1 + \tau_2)}{dV} = \frac{C_{зв}}{4V}, \quad (2.117)$$

откуда видно, что указанный прием — применение двух акустических приемников вместо одного — в $\frac{C_{зв}}{4V}$ раз уменьшает пог-

решность акустического импульсного термометра, связанную с изменением скорости воздушного потока. Для сравнения реакции термометра с двумя приемниками на температуру и скорость потока следует поделить друг на друга (2.115) и (2.116):

$$\frac{d(\tau_1 + \tau_2)}{dT} : \frac{d(\tau_1 + \tau_2)}{dV} = \frac{C_{зв}^2}{4TV}.$$

При обычных условиях это соотношение по порядку величин равно $\frac{C_{зв}}{4V}$, т. е. сравнительно велико.

Аналогичные соотношения могут быть получены и в случае фазового термометра с двумя приемниками. В таких термометрах непосредственно определяется сумма фаз сигналов, входящих к одному и другому приемнику термометра.

§ 2.7. ТЕРМОМЕТРЫ С ПЕРИОДИЧЕСКИМ СИГНАЛОМ

Так будем называть термометры, у которых выходной сигнал представляет собой сигнал, периодические характеристики которого являются функцией температуры датчика. Датчиком могут служить термосопротивление, термоконденсатор, транзистор, кварцевая пластинка и т. д. Меняющейся характеристикой выходного сигнала может быть частота сигнала, длительность (ширина) импульса и т. д.

Основное достоинство таких термометров заключается в том, что искажения их выходных сигналов, возникающих при передаче на расстояние, устраняются без нарушения однозначности связи между измеряемой величиной (температурой) и характеристикой сигнала, являющейся функцией температуры (см. об этом подробнее в гл. VIII).

Один из вариантов термометра построен на принципе измерения разности частот собственных колебаний двух идентичных кристаллов кварца, из которых один термостатируется, а другой, являющийся датчиком, устанавливается в объекте измерений. Измерительная схема построена таким образом, что она реагирует непосредственно на разность частот.

Тогда при равенстве температур датчика и термостата результирующий сигнал оказывается равным нулю. Чем больше разность температур, тем больше результирующий сигнал. Один из термометров, построенный на таком принципе, применялся для измерения температуры воздуха в диапазоне $\pm 60^\circ$ с погрешностью $\pm 0,1^\circ$. Коэффициент инерции термометра при скорости потока 3 м/сек составлял 2 сек.

В качестве измерительных схем частотных термометров с кристаллами кварца могут быть использованы, например, схемы

превращения частотномодулированных сигналов в амплитудномодулированные, которые рассматриваются в гл. VIII.

В термометрах с периодическим сигналом с датчиками-термосопротивлениями — последние включаются в схемы генераторов. Применяются как RC -генераторы гармонических колебаний, так и импульсные устройства, вырабатывающие релаксационные колебания: блокинг-генераторы и мультивибраторы. В последнем случае термометры могут называться импульсными. На рис. 2.22 показан термометр блокинг-генератор. Это однокаскадный генератор с трансформаторной обратной связью. Первичная обмотка

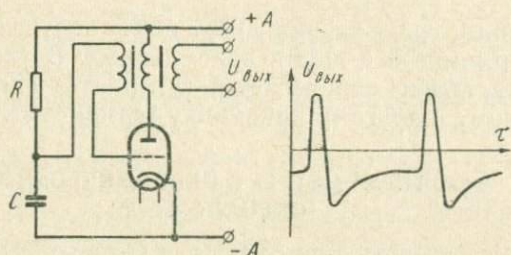


Рис. 2.22. Частотный термометр — блокинг-генератор

трансформатора включена в анодную, а вторичная — в сеточную цепь лампы. Выходной сигнал снимается с того же трансформатора. Генератор вырабатывает кратковременные с крутым фронтом импульсы большой амплитуды при сравнительно малой средней мощности (так как длительность пауз значительно больше длительности импульсов). Длительность импульса может достигать десятых долей, а время нарастания импульса — сотых долей микросекунды. Частота колебаний может колебаться в широких пределах: от десятков герц до сотен килогерц.

Период колебаний может быть приближенно оценен по формуле

$$p = RC \ln \frac{U_{\max}}{U_{\text{зап}}}, \quad (2.118)$$

где $U_{\text{зап}}$ — абсолютное значение потенциала сетки, при котором лампа запирается;

U_{\max} — максимум сеточного потенциала, который достигается в открытой лампе при работе генератора.

Если принять меры к стабилизации указанных потенциалов, то при постоянстве емкости конденсатора период колебаний генератора (а значит, и частота) будет однозначной функцией температуры. Из формулы видно, что чувствительность термометра высокая: относительное изменение частоты генератора равно от-

носителю изменению термосопротивления. Изменение диапазона измерений может выполняться путем изменения емкости C .

При измерении температуры применяются различные приемы определения частоты: можно использовать частотомер (частотный детектор — см. гл. VII), можно включить или генератор, или выходной измерительный прибор на определенное, строго фиксированное время и измерять число импульсов, поступивших за это время, например, с помощью пересчетных устройств — блоков памяти. В последнем случае информация о результатах измерения может храниться до момента, когда потребуются сведения о результатах измерения. В таком случае легко осуществляется осреднение результата измерения за большой интервал времени (см. § 4.1).

Для контроля работы термометра периодически вместо термосопротивления включается постоянное сопротивление. Может применяться также дифференциальный термометр — ламповый мультивибратор в виде симметричной схемы, состоящей из двух ламп с обратными анодно-сеточными связями через конденсаторы. Сопротивления утечек ламп являются термосопротивлениями. Выходной сигнал, как обычно, снимается с анода одной из ламп. Процесс в мультивибраторе идет таким образом, что лампы поочередно закрываются и открываются, поэтому сигналы, снятые с анодов, будут представлять собой серии чередующихся импульсов и пауз, соотношение между которыми зависит от температур термосопротивлений. В таких схемах может измеряться либо разность температур термосопротивлений, либо их среднее значение.

Глава III

ИЗМЕРЕНИЕ ВЛАЖНОСТИ ВОЗДУХА

В качестве основных характеристик влажности воздуха применяют следующие:

1. Упругость водяного пара e .
2. Относительная влажность воздуха f , равная отношению упругости пара e к упругости насыщения E над водой или над льдом, соответствующей температуре воздуха.
3. Дефицит влажности воздуха d , равный разности между упругостью насыщения и упругостью пара.
4. Температура точки росы τ , представляющая собой температуру, при которой водяной пар находится в равновесии с конденсированной фазой. Из определения, принятого для температуры точки росы, следует, что упругость пара e равна упругости насыщения при температуре точки росы:

$$e = E|_{t=\tau}.$$

При отрицательных температурах водяной пар может находиться в равновесии как с переохлажденной водой, так и со льдом. Соответственно этому при отрицательных температурах различают точку росы и точку инея (льда) $\tau_{\text{л}}$.

Для вычисления упругостей насыщения может быть использовано уравнение Клаузиуса — Клапейрона

$$\frac{dE}{dT} = \frac{LE}{kT^2}, \quad (3.1)$$

где E — упругость насыщения при температуре T ;

k — постоянная Больцмана;

L — скрытая теплота испарения воды или льда, рассчитанная на одну молекулу.

Если проинтегрировать (3.1) от некоторого значения T_0 до T и соответственно от E_0 до E , то

$$E = E_0 \exp \left[\frac{L}{kT} \frac{T - T_0}{T_0} \right]. \quad (3.2)$$

Формула (3.2) выполняется тем лучше, чем ближе T к T_0 .

При малых значениях $T - T_0$, разлагая формулу (3.2) в ряд и ограничиваясь первыми двумя членами разложения, получим

$$E = E_0 \left(1 + \frac{L}{kT} \frac{T - T_0}{T_0} \right) \approx E_0 \left[1 + \frac{L}{kT^2} (T - T_0) \right]. \quad (3.3)$$

Нередко при приближенных вычислениях (3.1) применяют для широкого диапазона температур, принимая $T_0 = 273,16^\circ \text{K}$ и соответственно $E_0 = 6,11 \text{ мб}$.

Величина $\frac{k}{L}$ представлена в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Величина $\frac{k}{L}$ при различных температурах

Температура, $^{\circ}\text{C}$	-40	-20	0	+20	+40
$\frac{k}{L_{\text{в}}} \cdot 10^4 \text{ град}^{-1}$	1,80	1,83	1,88	1,91	1,95
$\frac{k}{L_{\text{л}}} \cdot 10^4 \text{ град}^{-1}$	1,65	1,65	1,65	—	—

Приборы, предназначенные для измерения влажности воздуха, называются *гигрометрами*. Особое название имеют лишь гигрометры одного вида — так называемые психометры (см. § 3.2). Рассмотрим основные методы измерения влажности воздуха и соответствующие приборы.

§ 3.1. КОНДЕНСАЦИОННЫЕ ГИГРОМЕТРЫ

Гигрометрическим свойством таких гигрометров является зависимость температуры точки росы (или инея) от влажности воздуха.

Для практического осуществления конденсационных гигрометров необходимо, не меняя упругости водяного пара, привести его в равновесие с водой или льдом и измерить температуру поверхности раздела между водяным паром и конденсатом.

В некоторых приборах охлаждение ведется так, что упругость пара в процессе охлаждения меняется. Величина этого изменения должна быть известна, в противном случае результаты измерений будут неопределенными.

Осуществление состояния равновесия между водяным паром и конденсатом и наблюдение за ним связано с определенными техническими трудностями. Поэтому в некоторых конденсационных гигрометрах применяют такой метод: охлаждают рабочую поверхность прибора — обычно металлическое зеркало — до тех пор, пока не образуется конденсат, и затем прекращают охлаждение или даже нагревают зеркало. Отмечают температуру, при которой появился конденсат на поверхности (при охлаждении), и температуру, при которой конденсат исчез (при повышении температуры зеркала). Температуру равновесия полагают равной среднему арифметическому между температурами появления и исчезновения конденсата. Такое предположение связано с тем, что процесс конденсации (появление росы) идет при температурах более низких, чем температура равновесия, а процесс испарения (исчезновение росы) — при более высоких, чем температура равновесия, причем разница между указанными температурами относительно невелика.

Тщательные исследования показали, что определенная таким образом температура, как правило, оказывается несколько отличающейся от температуры точки росы (ТТР). Разница между ними зависит от рода материала, из которого изготовлено зеркало, от способа его обработки, от степени чистоты зеркала и воздуха, от темпа охлаждения зеркала и т. д. Это вносит некоторую неопределенность в результаты измерений, так как достаточно точный количественный учет указанного явления практически невозможен. Лучшие результаты получаются при наблюдении за установившимся равновесием между конденсатом и водяным паром.

Для его осуществления, регулируя температуру зеркала, добиваются такого положения, чтобы слой конденсата не увеличивался по толщине и не уменьшался. Это и будет свидетельствовать о наличии равновесия между конденсатом и водяным паром. В этот момент и измеряют ТТР. Для большей объективности нередко применяют такой прием. Добившись равновесия, медленно понижают температуру зеркала и замечают температуру, при которой слой конденсата начинает увеличиваться. Затем температуру зеркала медленно повышают и замечают, при какой температуре толщина слоя начинает уменьшаться. Осредненное значение указанных температур принимают равным температуре равновесия. Разумеется, что указанный метод по своей точности значительно превосходит описанный выше метод наблюдения за моментами образования и исчезновения конденсата, так как в последнем случае наблюдение ведется за про-

цессом, идущим между паром и металлическим зеркалом, а не между паром и конденсатом.

При температурах около -80° и ниже водяной пар конденсируется в виде прозрачного аморфного льда не кристаллизуясь. При таких температурах визуальные наблюдения за конденсатом становятся довольно ненадежными.

Прежде чем рассматривать конкретные приборы, исследуем связь между относительной влажностью воздуха и ТТР. Это исследование позволит выяснить, какая точность измерения ТТР необходима для практического осуществления метода.

Пусть при температуре T относительная влажность воздуха составляет f . Тогда упругость пара равна

$$e = fE_T.$$

Но в соответствии со сказанным выше

$$e = E_\tau,$$

откуда

$$E_\tau = fE_T. \quad (3.4)$$

Подставляя вместо упругости насыщения ее значение (см. стр. 135), получим

$$E_0 \exp \left[\frac{L}{k} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{\tau} \right) \right] = fE_0 \exp \left[\frac{L}{k} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right) \right]. \quad (3.5)$$

Решив (3.5) относительно f , пренебрегая при этом температурной зависимостью L в диапазоне температур от T до τ , получим

$$\ln f = \frac{L}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{\tau} \right). \quad (3.6)$$

Решая (3.6) относительно τ и дифференцируя результат по f , получим

$$\frac{d\tau}{df} = \frac{\frac{k}{L} \frac{1}{f}}{\left(\frac{1}{T} - \frac{k}{L} \ln f \right)^2}. \quad (3.7)$$

Будем называть это уравнение уравнением чувствительности метода точки росы. Оно позволяет определить, какая точность измерения ТТР необходима для определения относительной влажности воздуха с той или иной точностью.

Пусть, например, $f = 60\% = 0,6$ и $T = 293^\circ \text{K}$. Тогда (значения $\frac{k}{L}$ см. в табл. 3.1)

$$\frac{d\tau}{df} = \frac{1,91 \cdot 10^{-4} \frac{1}{0,6}}{\left(\frac{1}{293} - 1,91 \cdot 10^{-4} \ln 0,6 \right)^2} = 26 \text{ град} = 0,26 \text{ град}/\%.$$

Таким образом, при температуре 20° и влажности около 60% для измерения влажности с точностью до 1% необходимо осуществить измерения ТТР с погрешностью, не превышающей $0,26^{\circ}$.

Аналогичные вычисления при других температурах и влажностях

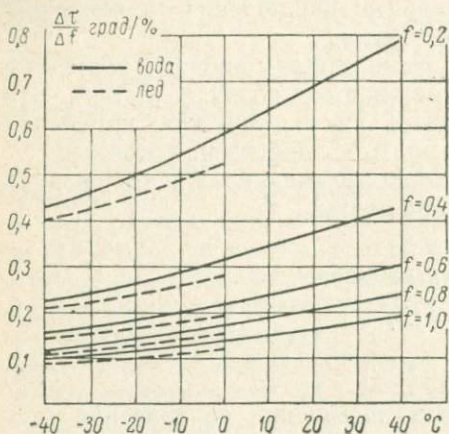


Рис. 3.1. Чувствительность метода точки росы при различных температурах и влажностях

являются одним из главных достоинств метода, особенно если сравнить его с психрометрическим, являющимся основным в геофизике (см. § 3.2).

Простейшие конденсационные гигрометры

Один из таких гигрометров, пригодный практически не для измерения влажности воздуха, а лишь для демонстрации сущности метода точки росы, показан на рис. 3.2.

В металлический сосуд 1 заливают эфир или какую-либо другую быстро испаряющуюся жидкость. Через сосуд 1 по трубкам 2 прогоняют воздух, что способствует резкому увеличению интенсивности испарения эфира и, как следствие, — охлаждению сосуда. Воздух прокачивают до тех пор, пока на тонком металлическом зеркале 3, являющемся одной из стенок сосуда 1, не образуется роса. В этот момент замечают температуру эфира по термометру 4 и прекращают пропускать воздух. Далее замечают температуру, при которой роса исчезнет.

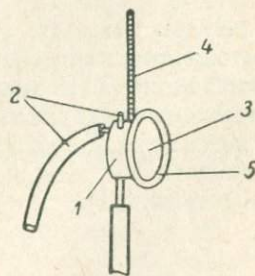


Рис. 3.2. Простейший конденсационный гигрометр

Металлическое зеркальное кольцо 5, отделенное от сосуда 1 прокладками, плохо проводящими тепло, имеет температуру, близкую к температуре воздуха. На нем роса не образуется. Контраст освещенности зеркала 3 и кольца 5, возникающий в момент образования росы на зеркале 3, помогает отметить этот момент более точно.

Основные погрешности, свойственные приборам рассмотренного типа, связаны со следующими обстоятельствами:

1. Наблюдатель, выполняя измерения, своим присутствием около прибора существенно искажает влажность воздуха, в результате чего измерения становятся не характерными для окружающего пространства.

2. Температура термометра в момент отсчета может существенно отличаться от температуры зеркала из-за наличия больших температурных градиентов внутри сосуда 1.

3. В свою очередь температура зеркала в момент образования и исчезновения росы, как уже указывалось выше, может существенно отличаться от температуры равновесия между водяным паром и конденсированной фазой.

4. Наблюдения носят в значительной степени субъективный характер: отсутствует четкий критерий для отметки наличия конденсата, тем более, что наблюдения выполняются невооруженным глазом.

В рассмотренных далее приборах в той или иной мере устранены или сведены к минимуму указанные источники погрешностей.

Конденсационные гигрометры с визуальным наблюдением за конденсатом по методу темного поля и ручной регулировкой температуры

Примером такого прибора может служить гигрометр, показанный на рис. 3.3.

В эллиптический стеклянный отражатель 1, в его полюса устанавливаются наперсток 2 и осветительную лампу 3. Свет, идущий от лампы, собираясь во втором фокусе, равномерно со всех сторон под малыми углами падает на зачерненное зеркало 4 наперстка.

До тех пор, пока конденсат отсутствует, отражение от наперстка близко к зеркальному и поле зрения лупы темное. При образовании конденсата на зеркале часть света, отражаясь диффузно, начнет попадать в окулярную лупу 5, и конденсат становится ясно виден.

Исследуемый воздух подается к наперстку через тубус 6 тонкой струей, благодаря чему конденсат образуется на наперстке в виде узкой дорожки, рельефно выделяющейся на темном фоне зеркала.

Для измерения температуры наперстка применяют термометр сопротивления, датчик которого — платиновая проволока 7 — равномерно наматывают на внешнюю образующую наперстка.

Охлаждение наперстка осуществляется следующим образом. В дюаров сосуд 8 заливают хладореагент, например бензин, охлажденный твердой углекислотой. Струю хладореагента насосом подают на внутреннюю полость наперстка, благодаря чему наперсток охлаждается до температуры заведомо более низкой, чем ТТР. Тогда, пропуская электрический ток через обмотку нагревателя 9 и регулируя его, можно добиться очень плавной регулировки температуры наперстка вблизи ТТР.

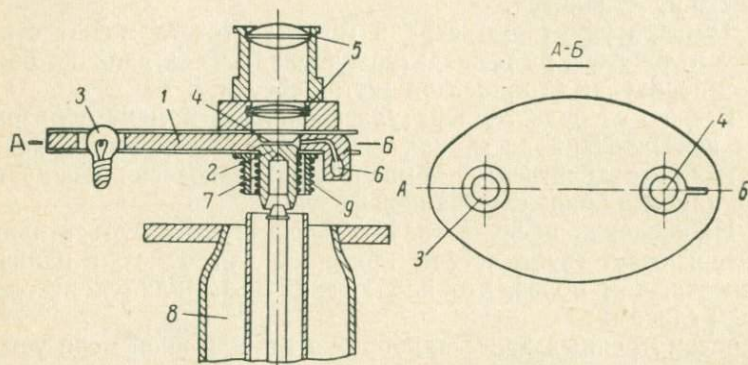


Рис. 3.3. Конденсационный гигрометр

При наблюдениях либо добиваются устойчивости толщины слоя конденсата, либо применяют описанный выше прием наблюдения за уменьшением и увеличением толщины слоя.

При установке в ракетах прибор автоматизируется. Типовые устройства, автоматизирующие процесс измерения, рассматриваются ниже.

Конденсационные гигрометры с автоматической регулировкой температуры

Принципиальная схема одного из приборов такого типа дана на рис. 3.4.

Для охлаждения зеркала применен полупроводниковый хладогенератор (см. § 1.5), в качестве регулирующего блока — фотоэлектронное реле.

При протекании тока по полупроводниковой термопаре 1 зеркало 2 охлаждается. При достижении ТТР свет, идущий к зеркалу от лампочки 3, начинает рассеиваться, освещение фотозлемента 4, а следовательно, и фототок резко ослабевают, сопротивление участка цепи между сеткой и анодом соответственно

возрастает, приближаясь к бесконечности. В результате этого лампа L оказывается запертой батареей смещения E , а ток в электромагнитном реле 5 исчезает, благодаря чему его контактные пластины 6 , которые при наличии тока были замкнуты, теперь размыкаются. При разомкнутых пластинах в цепь термодатчика оказывается включенным сопротивление R , из-за чего ток в термодатчике начинает уменьшаться, а температура зеркала 2 — повышаться. Как только роса исчезнет, фототок вновь увеличится, потенциал сетки лампы возрастает, она откроется, и через

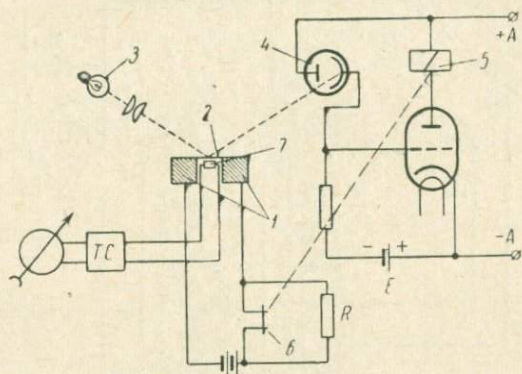


Рис. 3.4. Автоматический конденсационный гигрометр с фотоэлектронным реле и полупроводниковым охлаждением

реле 5 потечет ток, после чего пластины 6 замкнутся, а зеркало вновь начнет охлаждаться, и т. д. Температура зеркала, колеблющаяся около ТТР фиксируется термометром сопротивления $ТС$, датчик которого 7 находится в тепловом контакте с зеркалом.

На рис. 3.5 дана принципиальная электрическая схема конденсационного гигрометра, в котором управление хладогенератором осуществляется без применения электромагнитного реле. Фототок усиливается с помощью электронного усилителя, а затем магнитного усилителя с большим коэффициентом усиления по току до значений, достаточных для создания термоэлектрического эффекта в полупроводниковой термодатчике, являющейся хладогенератором.

Узкий световой пучок от осветителя 1 , попадая на зеркало 2 и отражаясь от него, идет далее на фотоэлемент 3 , включенный в цепь электронного усилителя, собранного на лампе L . Как и в предыдущем случае, режим работы усилителя выбран так, что при образовании конденсата на зеркале и соответствующем уменьшении освещенности фотоэлемента лампа запирается и

анодный ток уменьшается до нуля. При отсутствии конденсата на зеркале по анодной цепи лампы протекает сигнал, который поступает в управляющую обмотку 6 магнитного усилителя 5. Соответственно в нагрузочной обмотке 6' усилителя возникает усиленный сигнал, который выпрямляется выпрямителем 7, сглаживается фильтром, составленным из дросселя 8 и конденсатора 9, и поступает в цепь терморпары 4. Рабочий (холодный)

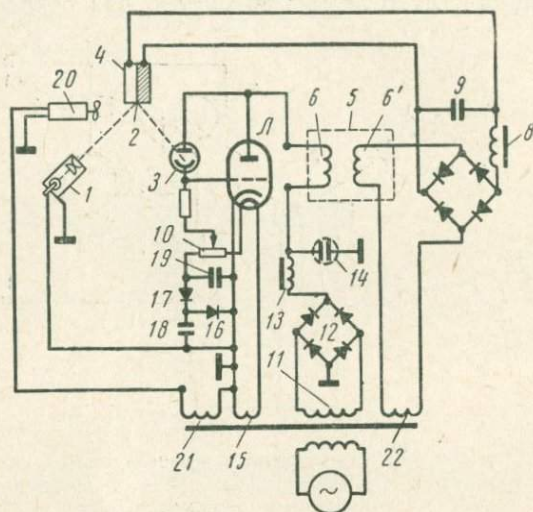


Рис. 3.5. Электрическая схема конденсационного гигрометра с управлением без электромагнитного реле

спай последней начинает охлаждаться, вызывая появление конденсата. Но при этом, как уже указывалось выше, лампа запирается, сигнал в управляющую обмотку магнитного усилителя перестает поступать, и зеркало начинает прогреваться, а конденсат — исчезать. Но исчезновение конденсата приводит к увеличению освещенности фотоэлемента, и как следствие — к охлаждению зеркала и т. д.

Таким образом, в приборе совершается тот же рабочий цикл, что и в описанных выше. Данный прибор обладает двумя ценными качествами. Во-первых, благодаря замене электромагнитного реле магнитным усилителем появляется возможность более плавно регулировать температуру зеркала, а тем самым и режим работы всего прибора, во-вторых, прибор, схема которого представлена на рис. 3.5, удастся отрегулировать таким образом, что записание лампы происходит не в момент появления конден-

сата, а при достижении конденсатом определенной наперед заданной толщины, что существенно уменьшает погрешность измерения по прибору. Толщина конденсата задается величиной смещения на сетке лампы, которое регулируется потенциометром 10.

Измерение температуры зеркала в приборе осуществляется с помощью термометра сопротивления (на рисунке не показан).

Анодное питание лампы и фотоэлемента осуществляется от обмотки 11 трансформатора через выпрямитель 12. Фильтр анодной цепи составлен из дросселя 13 и конденсатора 14.

Накал лампы осуществляется от трансформаторной обмотки 15. От той же обмотки питается лампа осветителя 1 и потенциометр 10. Выпрямитель последнего собран по схеме удвоения напряжения (на диодах 16, 17 и конденсаторах 18, 19).

Поток исследуемого воздуха вблизи зеркала создается вентилятором 20, питающимся от трансформаторной обмотки 21. Трансформаторная обмотка 22 питает выходную обмотку магнитного усилителя.

Конденсационный гигрометр с платиновой контактной парой

Принципиальная электрическая схема гигрометра, представленного на рис. 3.6, от рассмотренных выше автоматических приборов отличается тем, что управление подогревом хладагента осуществляется без применения фотоэлемента.

На поверхности охлаждаемого стеклянного цилиндра 1 укреплены пара платиновых электродов 2, включенных в цепь сетки тиратрона Л. Нагреватель 3 включен в анодную цепь лампы.

При разомкнутых электродах 2 на сетку лампы оказывается поданным большое отрицательное смещение, запирающее лампу. При этом нагреватель 3 не работает, и цилиндр 1 охлаждается. Источником напряжения смещения служит батарея 4.

При образовании конденсата на поверхности цилиндра электроды 2 замыкаются и соединяют накоротко сетку и катод лампы. Если пусковое напряжение тиратрона, как обычно, отрицательное, то в ближайший полупериод, когда анодное напряжение становится положительным, тиратрон зажигается, его сопротивление резко падает, и нагреватель начинает работать, повышая температуру цилиндра.

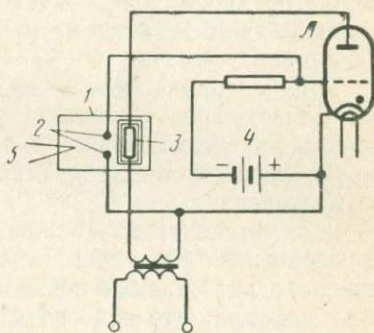


Рис. 3.6. Конденсационный гигрометр с платиновой контактной парой и управляющим тиратроном

При достаточном повышении температуры конденсат исчезает, сопротивление между платиновыми электродами становится близким к бесконечности, в результате чего на сетку вновь оказывается поданным большое отрицательное смещение от батарей 4. В ближайший полупериод, когда анодное напряжение становится отрицательным, тиратрон запирается и гаснет. В результате нагрев прекращается, а цилиндр 1 вновь начинает охлаждаться. При достижении цилиндром ТТР конденсат вновь образуется. Далее цикл повторяется. Таким образом, и в данном случае температура цилиндра колеблется около ТТР. При соответствующей регулировке прибора колебания температуры цилиндра могут быть сделаны достаточно малыми. Тогда регистратор, включенный в цепь термомпары 5 (или термометра сопротивления), будет вести непрерывную запись температуры цилиндра, близкую к ТТР. Разумеется, что нерабочий спай термомпары должен быть термостатирован с достаточной степенью точности.

Основной источник погрешностей рассмотренного прибора связан с недостаточной определенностью закона изменения сопротивления цилиндра при образовании и исчезновении конденсата. В связи с этим прибор по своей точности уступает лучшим образцам конденсационных гигрометров с фотоэлектрическими индикаторами конденсации.

Рассмотренные выше современные конденсационные гигрометры по своей точности существенно превосходят простейшие конденсационные гигрометры (см. рис. 3.2). Причины этого следующие:

1. Применение метода темного поля и автоматизация прибора существенно улучшают условия индикации конденсата, в первом случае уменьшая, а во втором случае уничтожая совершенно погрешности, связанные с субъективностью наблюдения за конденсатом.

2. Применение охлаждающего устройства в сочетании с электрическим нагревателем, а тем более применение полупроводникового охлаждения позволяют плавно регулировать температуру зеркала. Это дает возможность осуществлять наиболее совершенную методику измерения ТТР и выполнять, кроме того, в процессе измерения серии отсчетов без ущерба в точности отдельных отсчетов, особенно если прибор автоматизирован. Средственный результат измерения ТТР, несомненно, более репрезентативен (по времени), чем отдельный отсчет.

3. Принудительная циркуляция исследуемого воздуха во время измерений практически нацело устраняет искажающее влияние наблюдателя и делает результаты измерений более пространственно репрезентативными, так как за время измерений мимо зеркала проходит большой объем исследуемого воздуха.

4. Применение электрических термометров позволяет добиться хорошего теплового контакта между зеркалом и термометром, благодаря чему разница между их температурами может быть сведена к минимуму.

Основная, оставшаяся неустранимой в рассмотренных вариантах гигрометров погрешность обусловлена тем, что не удается достаточно надежно отрегулировать приборы так, чтобы индикаторы конденсации реагировали бы не на появление и исчезновение конденсата, а на изменение его толщины (принцип толщиномера). Тогда, настроив прибор на заданную толщину конденсата, можно было бы осуществить измерения при условии равновесия между конденсатом и паром и реализовать таким образом метод точки росы в физически чистом виде.

Наиболее надежный толщиномер, который может быть использован в конденсационных гигрометрах, рассмотрен в гл. VII. Это радиоактивный измеритель толщины конденсата.

Могут быть использованы также и другие толщиномеры. Так, например, металлическое зеркало, на котором образуется конденсат, может служить одной из пластин конденсатора, емкость которого резко меняется, если в пространстве между пластинами появляется слой воды или льда, диэлектрические постоянные которых в десятки раз больше, чем для воздуха. В таком варианте принципиально возможно отличать по диэлектрическим постоянным водяной и ледяной конденсаты.

Другое устройство, которое может быть использовано, — это так называемый высокочастотный электромагнитный толщиномер, представляющий собой миниатюрный приемо-передатчик, работающий на частотах $\sim 10^6$ гц.

Изменение диэлектрических свойств пространства, в котором проходит электромагнитная волна, нарушает режим работы такого приемо-передатчика. Степень нарушения является мерой толщины конденсата. Можно настроить прибор так, что наилучшие условия приема радиосигнала будут осуществляться при заданной толщине конденсата. Тогда максимальность сигнала в приемнике будет служить условием равновесия между конденсатом и паром.

Толщина конденсата может измеряться также ультразвуковым толщиномером, в котором используется разница в поглощении ультразвука в воздухе и в конденсате.

Представляет интерес также гигрометр с так называемым эллипсометром-толщиномером, в котором используются наблюдения за характером поляризации монохроматического светового луча, проходящего через слой конденсата по направлению к зеркалу и затем после отражения от зеркала через тот же слой в обратном направлении.

Металлическое зеркало, покрытое слоем конденсата, освещается пучком параллельных лучей монохроматического света,

линейно поляризованного под углом 45° к плоскости падения. Компоненты пучка, поляризованные в плоскости падения и в плоскости, перпендикулярной к ней, по-разному отражаются от металла и по-разному взаимодействуют со слоем конденсата. После выхода из конденсата как амплитуда, так и фаза этих компонентов оказываются различными, т. е. свет оказывается эллиптически поляризованным. Прохождение луча через так называемую пластинку в четверть волны превращает его вновь в линейно поляризованный, но теперь угол между плоскостью падения луча и плоскостью поляризации будет другим, причем изменение угла зависит от толщины слоя конденсата. Величину угла определяют с помощью призмы Николя. Поворачивая призму, можно обнаружить плоскость поляризации светового луча, так как при совпадении с ней плоскости поляризации призмы Николя световой сигнал максимален, а при их перпендикулярности равен нулю в случае идеально плоской поляризации и минимален в реальных случаях. Такая же призма Николя используется и для создания исходного пучка поляризованного света.

Таким образом, угол между плоскостями поляризации двух призм Николя, при котором выходной световой сигнал или максимален, или минимален, может служить мерой толщины слоя конденсата.

Если при достаточно низкой ТТР слой воды на зеркале кристаллизуется в виде прозрачного льда, то это не нарушает работу прибора. Однако если лед становится непрозрачным, то прибор перестает работать. Поэтому при регулировке прибор должен настраиваться на достаточно малую толщину слоя воды ($\sim 10^{-5}$ — 10^{-6} см), в котором кристаллизация практически не наблюдается.

Большое значение в таких приборах имеет выбор покрытия зеркала, так как скорость кристаллизации и структура закристаллизовавшейся связанной воды зависят от свойств подложки, на которой расположен этот слой.

В заключение следует отметить, что практических конструкций конденсационных гигрометров с индикацией толщины конденсата до сих пор не существует.

§ 3.2. ПСИХРОМЕТРЫ

Метод основан на принципе сравнения температуры воздуха и температуры тела, с поверхности которого происходит испарение воды.

Обычно психрометр представляет собой систему двух или трех одинаковых термометров, на чувствительную часть одного из которых надет чулок, смачиваемый при измерениях дистиллированной водой. Непосредственно измеряется температура

воздуха и, кроме того, либо температура смоченного термометра, либо разность между температурами сухого и смоченного термометров (психрометрическая разность).

Рассмотрим прежде всего теорию психрометрического метода. Поток водяного пара от поверхности смоченного термометра в окружающий воздух, отнесенный к единице времени, равен

$$SD(E' - e),$$

где E' — упругость насыщения пара при температуре смоченного термометра t' ;

e — упругость пара в воздухе;

D — коэффициент диффузии пара в воздухе;

S — площадь поверхности, с которой происходит испарение.

На испарение такого количества воды затрачивается тепло

$$Q_1 = LSD(E' - e), \quad (3.8)$$

где L — удельная теплота парообразования.

Поток тепла к резервуару термометра состоит из двух частей: потока тепла из окружающего воздушного пространства

$$Q_2 = \alpha S(t - t'), \quad (3.9)$$

и потока тепла по стержню термометра

$$Q_3 = \lambda s \left(\frac{t - t'}{z} \right), \quad (3.10)$$

где α — коэффициент теплообмена между поверхностью резервуара термометра и воздушной средой;

t — температура сухого термометра, равная температуре воздуха;

λ — коэффициент теплопроводности стержня;

s — сечение стержня вблизи резервуара;

$\frac{t - t'}{z}$ — величина, характеризующая градиент температуры по стержню термометра.

Изменение температуры смоченного термометра $\frac{dt'}{d\tau}$ определяется разностью между потоком к термометру и затратой тепла на испарение:

$$(Q_2 + Q_3) - Q_1 = C \frac{dt'}{d\tau}, \quad (3.11)$$

где C — теплоемкость резервуара смоченного термометра.

Подставив вместо Q_1 , Q_2 , Q_3 их значения, получим

$$\left(\alpha S + \frac{\lambda}{z} s \right) (t - t') - LSD(E' - e) = C \frac{dt'}{d\tau}. \quad (3.12)$$

Величина

$$A_1 = \frac{\alpha S + \frac{\lambda}{z} s}{LSD} = \frac{\alpha + \frac{\lambda}{z} \frac{s}{S}}{LD} \quad (3.13)$$

называется *психрометрическим коэффициентом*.

Введя в уравнение (3.12) психрометрический коэффициент, приведем его к виду:

$$(t - t') - \frac{E' - e}{A_1} = \frac{C}{\alpha S + \frac{\lambda}{z} s} \frac{dt'}{d\tau} \quad (3.14)$$

Для установившегося состояния, т. е. при $\frac{dt'}{d\tau} = 0$, получим психрометрическую формулу

$$e = E' - A_1 (t - t'), \quad (3.15)$$

которая позволяет по измеренным значениям t и t' рассчитать упругость пара e , если A_1 заранее известно.

Из формулы (3.13) следует, что психрометрический коэффициент должен зависеть от температуры воздуха, атмосферного давления, скорости и степени турбулентности воздушного потока, обтекающего смоченный термометр.

Наименее существенной оказывается температурная зависимость, ею обычно пренебрегают.

Зависимость от давления учитывают, применяя для D формулу

$$D = D_0 \frac{p_0}{p}, \quad (3.16)$$

где p — атмосферное давление;

p_0 — нормальное атмосферное давление;

D_0 — соответствующий коэффициент диффузии.

С учетом атмосферного давления психрометрическая формула

$$e = E' - Ap (t - t'), \quad (3.17)$$

где, в отличие от (3.15), полагают

$$A = \frac{\alpha + \frac{\lambda}{z} \frac{s}{S}}{LDp} = \frac{\alpha + \frac{\lambda}{z} \frac{s}{S}}{LD_0 p_0} \quad (3.18)$$

Величину A также называют психрометрическим коэффициентом

ентом. Зависимость A от скорости воздушного потока определяется зависимостью от числа Рейнольдса (Re) коэффициентов α и D . При $S \gg s$ психрометрический коэффициент оказывается практически не зависящим от скорости воздушного потока, что объясняется примерно одинаковой зависимостью от Re коэффициентов α и D .

Психрометр, психрометрический коэффициент которого совершенно не зависит от скорости воздушного потока, принято называть *идеальным*. Формула зависимости психрометрического коэффициента от скорости потока

$$A = A_{\infty} \left(1 + \frac{a}{V^b} \right), \quad (3.19)$$

где a и b — константы данного психрометра;

V — скорость воздушного потока;

A_{∞} — предельное значение коэффициента при $V \rightarrow \infty$

Для идеального психрометра $a = 0$.

При разработке психрометров с целью сведения к минимуму погрешности, связанной с изменчивостью психрометрического коэффициента, либо принимают меры к уменьшению коэффициента α , либо применяют искусственную вентиляцию смоченного термометра, поддерживая при измерении скорость потока постоянной.

Исследуем связь между изменениями влажности воздуха и изменениями температур t и t' . Это позволит выяснить, какая точность измерения температур необходима для практического осуществления метода.

Разделив левую и правую части психрометрической формулы (3.17) на упругость насыщения, соответствующую температуре воздуха, получим относительную влажность

$$f = \frac{e}{E} = \frac{E'}{E} - \frac{Ap}{E} (t - t'). \quad (3.20)$$

Воспользовавшись уравнением (3.3), представим первое слагаемое справа в виде

$$\frac{E'}{E} = 1 - \frac{L}{kT^2} (t - t')$$

и соответственно (3.20) в виде

$$f = 1 - \left(\frac{L}{kT^2} + \frac{Ap}{E} \right) (t - t'). \quad (3.21)$$

Из (3.21) следует, что величина относительной влажности f гораздо более чувствительна к погрешности определения психрометрической разности, чем к погрешности определения темпера-

тур. В этом можно убедиться и путем непосредственных вычислений соответствующих производных:

$$\frac{df}{d(t-t')} = -\left(\frac{L}{kT^2} + \frac{Ap}{E}\right), \quad (3.22)$$

$$\frac{df}{dT} = (1-f) \frac{L}{kT^2} \frac{1 + \frac{2E}{ApT}}{1 + \frac{LE}{ApkT^2}}. \quad (3.23)$$

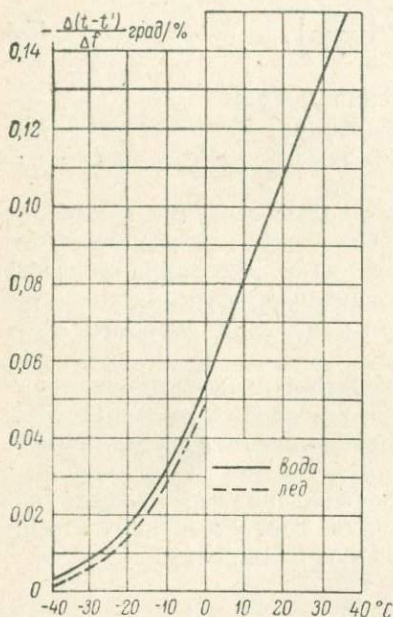


Рис. 3.7. Погрешность определения температуры, соответствующая погрешности определения относительной влажности в 1% (при различных температурах)

ния психрометрической разности необходима для определения относительной влажности воздуха с той или иной точностью.

Если, например, температура воздуха 20° и заданная погрешность определения относительной влажности составит 1%, то

$$\frac{\Delta(t-t')}{\Delta f} = \frac{1}{\frac{1}{1,91 \cdot 10^{-4} \cdot 293^2} + \frac{0,7}{23,4}} = 10 \text{ град} = 0,1 \text{ град}/\%.$$

Таким образом, при определении влажности психрометрическую разность следует измерять со значительно большей точностью, чем температуру воздуха.

Именно с этой целью в психрометрах с электрическими и термометрическими схемами (см. ниже) измеряют не t и t' , а t и непосредственно $t-t'$, причем измеритель температуры может быть сделан более грубым, чем измеритель психрометрической разности.

Вернемся снова к уравнению (3.22), переписав его в виде

$$\frac{d(t-t')}{df} = -\frac{1}{\frac{L}{kT^2} + \frac{Ap}{E}}. \quad (3.24)$$

Это уравнение может быть названо уравнением чувствительности психрометрического метода. Оно позволяет определить, какая точность измерения

Результаты аналогичных вычислений по формуле (3.24) для других температур представлены на рис. 3.7. Рисунок показывает, что чувствительность психрометрического метода резко падает с понижением температуры, что ограничивает возможность применения метода при низких температурах.

Устройство психрометров

Стандартный психрометр представляет собой два одинаковых психрометрических ртутно-стеклянных термометра, резервуар одного из которых обернут батистом, либо опущенным свободным концом в стаканчик с дистиллированной водой, либо смачиваемым каждый раз перед измерением.

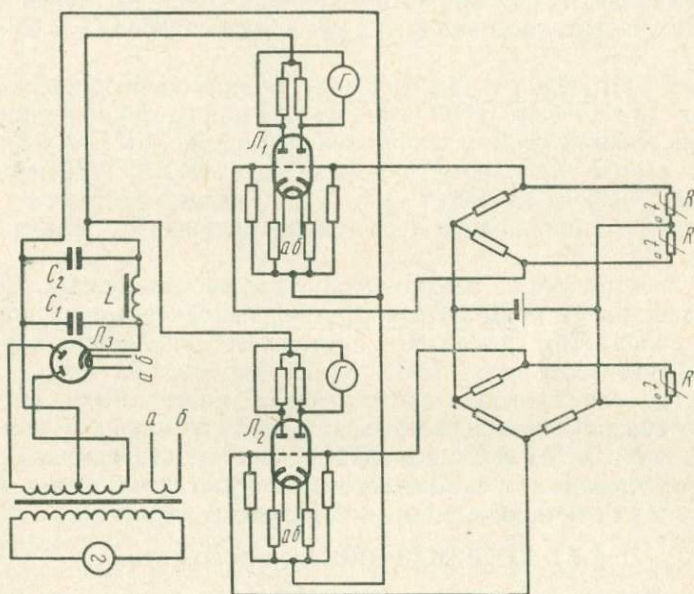


Рис. 3.8. Неуравновешенный психрометр сопротивления

Электрические термометры, в частности термометры сопротивления, применяются в психрометрах либо с целью увеличения точности измерения t и t' , либо в тех случаях, когда требуется выполнять измерения на некотором расстоянии (дистанционно). Схемы, рассмотренные в § 2.3 и соответствующих параграфах гл. I, полностью применимы и для психрометров.

В качестве примера на рис. 3.8 дана схема малоинерционного психрографа с шлейфовым осциллографом в качестве оконечного прибора. В мосте сопротивлений верхней части схемы имеются два термочувствительных плеча R и R' . Последнее обер-

нута смоченной материей, благодаря чему гальванометр шлейфового осциллографа Γ' реагирует на разность $R - R'$, пропорциональную психрометрической разности $t - t'$. Усиление сигнала моста осуществляется двойным триодом \mathcal{L}_1 .

Нижняя часть схемы (рис. 3.8) предназначена для измерения температуры воздуха. Термочувствительным плечом моста сопротивлений этой части схемы является сопротивление R ; усиление осуществляется на двойном триоде \mathcal{L}_2 ; регистрация изменения сопротивления R , пропорционального изменению температуры воздуха, выполняется гальванометром Γ шлейфового осциллографа. Анодное питание осуществляется с помощью выпрямителя, собранного на двойном диоде \mathcal{L}_3 и работающего по двухтактной схеме (двухполупериодный выпрямитель). С целью сглаживания пульсаций выпрямленного тока поставлен фильтр верхних частот, состоящий из двух конденсаторов C_1 и C_2 и дросселя L .

Для построения автоматически уравнивающих психрометров может быть использована без каких-либо принципиальных изменений схема, изображенная на рис. 2.13. Левая часть такой схемы в психрометрах используется для измерения t , а правая — для измерения $t - t'$. С этой целью на один из датчиков дифференциального термометра надевается смачиваемый чулок.

В электрических психрометрах, кроме матерчатых чулок и фитилей, могут применяться другие, выполненные из пористых материалов. Так, например, применяются пористые керамические фитили.

Схема электрического психрометра может быть построена таким образом, что регистрироваться будут не t и t' или t и $t - t'$, а t и f . Из формулы (3.20) следует, что один из мостов в таком психрометре должен иметь чувствительность, меняющуюся вслед за изменением температуры воздуха.

§ 3.3. ДЕФОРМАЦИОННЫЕ ГИГРОМЕТРЫ

К деформационным относятся гигрометры, гигрометрическим свойством которых является изменение геометрических размеров при изменении влажности воздуха. В качестве чувствительных элементов в таких гигрометрах применяются соответствующим образом обработанные человеческий или синтетический волос, животные пленки, капроновые и нейлоновые нити.

Опыты показывают, что относительное удлинение волоса прямо пропорционально логарифму относительной влажности воздуха. Таким образом, с увеличением относительной влажности чувствительность волоса убывает. Чувствительность волоса существенно зависит от температуры: с понижением температуры чувствительность падает.

Шелковые и нейлоновые нити также меняют свою длину при

изменении влажности, в связи с чем они могут применяться в деформационных гигрометрах. Однако по стабильности своих показаний шелковые и нейлоновые нити уступают волосу и применяются поэтому больше в сравнительно грубых регуляторах влажности, чем в измерительных приборах.

Применяются также различного рода влагочувствительные органические пленки, изготовленные из внутренностей животных. Так же как и волос, пленка деформируется вслед за изменением влажности воздуха, причем относительное изменение размеров применяющихся пленок несколько больше, чем у волоса.

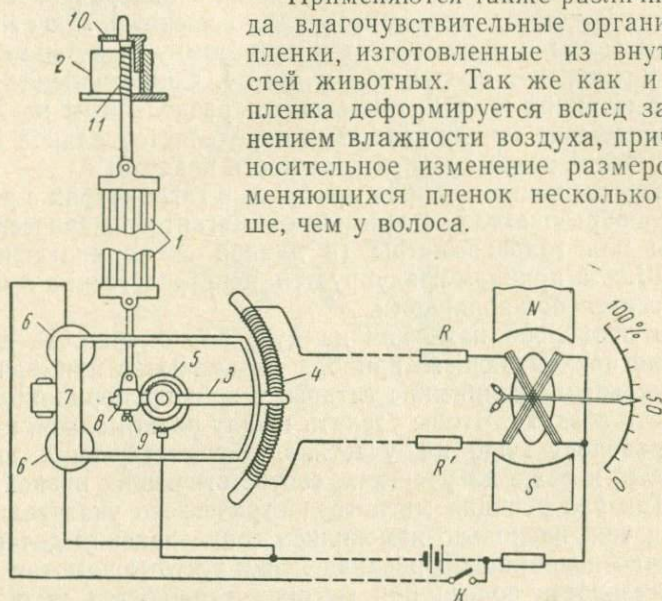


Рис. 3.9. Волосной гигрометр с реостатным преобразователем

Форма, которую придают деформационным чувствительным элементам, определяется конкретным требованием, предъявляемым к гигрометру. Волосные чувствительные элементы представляют собой либо отдельный волос, либо пучок волос, либо так называемую волосную гитару. Отдельный волос применяют в тех случаях, когда указателем является легкая стрелка, требующая для своего перемещения незначительных усилий. Пучок волос и волосная гитара позволяют развивать большие усилия, которые могут быть необходимы для перемещения рычагов, стрелок с перьями и т. д.

Гитара обладает меньшей инерцией, чем пучок, ибо в ней лучше условия обдувания волоса воздухом. Кроме того, в гитаре равномернее распределяются усилия между отдельными волосами. Однако изготовление гитары значительно сложнее, чем простого пучка. Пленочные чувствительные элементы могут быть изготовлены либо в форме полосок, либо в форме мембран.

Волосной гигрометр с реостатным преобразователем показан на рис. 3.9. Волосная гитара *1* одним концом закрепляется в

корректоре 2. Перемещение другого конца гитары преобразуется в поворот контактного ползунка 3, который перемещается над дугой 4.

При уменьшении влажности воздуха гитара укорачивается и поворачивает ползунок вниз. При увеличении влажности гитара удлиняется и тогда спиральная пружина 5 поворачивает ползунок вверх. В момент отсчета необходимо замкнуть ключ К. Тогда электромагниты 6 притягивают к себе рамку 7, которая в этот момент прижимает ползунок 3 к дуге 4. Сопротивление проволоки, намотанной на ней, оказывается разделенным на две части, соотношение между которыми определяется длиной волоса, т. е. величиной относительной влажности воздуха.

В качестве показывающих приборов в гигрометрах с реостатными преобразователями применяют магнитоэлектрические логометры или гальванометры (в данной схеме включен логометр). Шкала прибора градуируется непосредственно в процентах относительной влажности.

Если проволока намотана на дуге равномерно, то деления на шкале показывающего прибора оказываются примерно пропорциональными удлинению гитары, т. е. непропорциональными влажности воздуха. Чтобы сделать шкалу равномерной, наматывают проволоку гуще на участках, соответствующих высокой влажности, и реже на участках, соответствующих низкой влажности. Так как реакция магнитоэлектрического указателя определяется тем, насколько изменились сопротивления датчика, то при удачно подобранном распределении густоты намотки потеря чувствительности волоса при высоких влажностях может быть скомпенсирована увеличением густоты намотки на соответствующих участках дуги, и шкала прибора окажется практически линейной.

Такого же эффекта можно достичь, если применять равномерную намотку проволоки на дуге переменного сечения (профильные реостаты).

Чувствительность прибора в целом регулируют либо путем перемещения муфты 8 при ослабленном винте 9 (механическая регулировка), либо изменением чувствительности электрической схемы (электрическая регулировка).

Менять чувствительность электрической схемы можно, либо изменяя напряжение, поданное на схему (в случае применения гальванометров), либо шунтируя указатель или преобразователь. К шунтированию следует прибегать лишь в том случае, когда другие способы регулировки почему-либо непригодны, так как, шунтируя, всегда уменьшают чувствительность и увеличивают расход тока, в то время как при конструировании приборов обычно стремятся к обратному: к достижению максимальной чувствительности при минимальном расходе тока.

Корректировка нулевого положения стрелки указателя может

быть осуществлена либо изменением одного из сопротивлений R, R' (электрическая корректировка), либо с помощью корректора 2 (механическая корректировка). Ввинчивая гайку 10, можно опустить всю гитару вниз, при этом пружина 11 несколько сожмется. При вывинчивании гайки 10 пружина 11 разжимается и тянет гитару вверх.

На рис. 3.10 показан мостовой вариант схемы деформационного гигрометра с индуктивным преобразователем. В этом варианте трансформаторный подвижный сердечник (ТПС) при своем

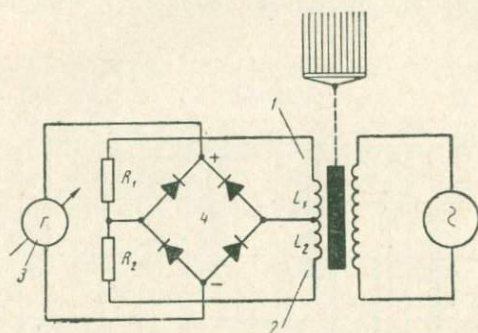


Рис. 3.10. Неуравновешенный деформационный гигрометр с ТПС

перемещении меняет соотношение между э. д. с. в двух вторичных обмотках 1 и 2, в результате чего меняется ток в диагонали моста $R_1R_2L_1L_2$, в которую включен электроизмерительный прибор 3 (через выпрямители 4).

В положении, изображенном на рис. 3.10, подвижный сердечник расположен симметрично относительно вторичных обмоток, и ток в электроизмерительном приборе отсутствует. При смещении сердечника направление тока в электроизмерительном приборе будет определяться направлением движения сердечника. Прибор в таких схемах применяется с нулевым положением стрелки в середине шкалы.

Применение самопишущих электроизмерительных приборов позволяет вести непрерывную регистрацию влажности воздуха. Дистанция, на которой находится датчик, может достигать нескольких десятков метров, а в случае применения соединительных проводов достаточно большого диаметра — и нескольких сот метров.

§ 3.4. РАДИАЦИОННЫЕ ГИГРОМЕТРЫ

В радиационных гигрометрах используется зависимость между количеством водяного пара в воздухе и степенью ослабления радиационного потока в результате поглощения его водяным

паром при прохождении радиации через исследуемую воздушную среду.

Известно, что водяной пар имеет глубокие полосы поглощения радиации в различных участках спектра длин волн, в том числе в близкой инфракрасной области, которые и используются обычно в радиационных гигрометрах. На рис. 3.11 схематично показаны полосы поглощения радиации атмосферы водяным паром, углекислым газом и озоном в близкой инфракрасной области спектра. На этом рисунке J_0 — исходная плотность радиационного потока данной длины волны, J — плотность потока

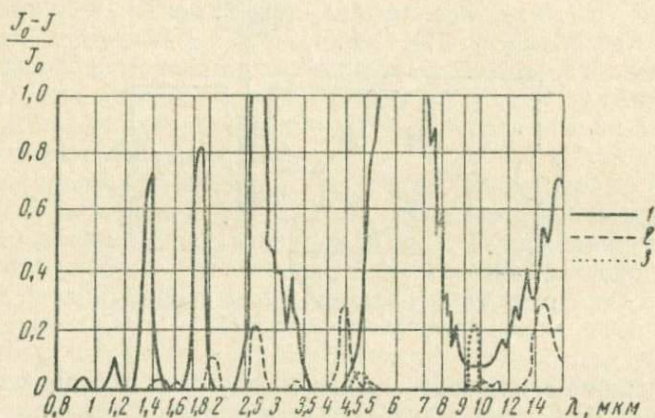


Рис. 3.11. Кривая поглощения инфракрасного излучения атмосферы:

1 — парами воды; 2 — углекислым газом; 3 — озоном

после прохождения некоторого пути в атмосфере, причем количество водяного пара на этом пути выбрано таким, что радиация в области спектра 6—7 мкм поглощается нацело. Из последующего изложения будет ясно, что такой график может быть построен лишь для фиксированной влажности воздуха. При изменении последней должно произойти некоторое изменение соотношения между поглощением в различных участках спектра.

Глубокие полосы поглощения радиации водяным паром обнаружены также в ультрафиолетовой части спектра. Однако в гигрометрии они пока не используются.

Закон поглощения радиации водяным паром может быть в наглядном виде представлен лишь для идеализированного монохроматического пучка радиации. В этом случае ослабление плотности потока радиации dJ принимается пропорциональным плотности потока J , длине пути l , проходимого потоком, абсолютной влажности воздуха a и коэффициенту поглощения водя-

ным паром радиации данной длины волны, отнесенному к единице пути и единице абсолютной влажности воздуха, m .

Таким образом,

$$-dJ = maJdl. \quad (3.25)$$

При постоянных m и a уравнение может быть элементарно проинтегрировано и приведено к виду (закон Бугера — Ламберта — Беера)

$$J = J_0 e^{-mal}, \quad (3.26)$$

где $J = J_0$ при $l = 0$, т. е. в начале пути в исследуемом пространстве.

Практическая проверка закона Бугера — Ламберта — Беера показала, что он хорошо выполняется лишь для достаточно низких влажностей. Так, например, для узкой полосы поглощения вблизи $\lambda = 1,38$ мкм заметные отклонения от этого закона наблюдаются при упругостях водяного пара более 10 мб, при которых коэффициент поглощения начинает постепенно уменьшаться вслед за увеличением влажности.

Для радиационных потоков, охватывающих значительный участок спектра, в котором наблюдается сильная зависимость коэффициента поглощения от длины волны, закон поглощения радиации еще более усложняется. Если для монохроматической радиации в случае не слишком высоких влажностей коэффициент поглощения, отнесенный к единице массы водяного пара, не зависит от количества водяного пара, то среднеинтегральный коэффициент поглощения реальных радиационных потоков, отнесенный также к единице массы водяного пара, убывает по мере увеличения упругости водяного пара при всех значениях влажности, но особенно заметно при высоких влажностях. Причина этого явления окончательно не выяснена.

При исследовании поглощения инфракрасной радиации водяным паром в атмосфере вместо уравнения (3.26) нередко используют другие, например

$$J = J_0 \left(1 - \frac{1}{L} \sqrt{\pi m' a l} \right), \quad (3.27)$$

где L — ширина полосы поглощения;

m' — максимальный коэффициент поглощения, соответствующий центру полосы.

Судя по имеющимся в настоящее время данным, уравнения (3.26) и (3.27) для реальных не строго монохроматических радиационных потоков по своей точности примерно равноценны.

Будем понимать под чувствительностью радиационных гигрометров производную, в которой аргументом является абсолютная влажность воздуха, а функцией — относительная плотность радиационного потока после прохождения им пути l .

Если принять закон (3.26), то чувствительность

$$\frac{d}{da} \left(\frac{J}{J_0} \right) = -mle^{-mal}. \quad (3.28)$$

При $l \rightarrow 0$ чувствительность стремится к нулю, так как на бесконечно коротком пути поглощение отсутствует. Чувствительность стремится к нулю и при бесконечном увеличении длины l пути поглощения. Это связано с тем, что при $m \neq 0$ радиация будет поглощаться нацело при любой концентрации водяного пара ρ , следовательно, изменение концентрации не будет вызывать изменения количества поглощенной радиации.

Чувствительность как функция пути, на котором происходит поглощение, максимальна при условии

$$\frac{d}{dl} \left[\frac{d}{da} \left(\frac{J}{J_0} \right) \right] = -me^{-mal} + mle^{-mal}ma = me^{-mal}(mal - 1) = 0,$$

откуда условие максимальности

$$mal = 1, \quad (3.29)$$

при котором чувствительность достигнет максимального значения

$$\frac{d}{da} \left(\frac{J}{J_0} \right) = -\frac{1}{ae}. \quad (3.30)$$

Если радиационный гигрометр предназначен для работы в широком диапазоне температур, в котором влажность может меняться в больших пределах, то, для того чтобы работать с гигрометром с высокой чувствительностью при всех влажностях в соответствии с соотношением (3.30), должна предусматриваться возможность дискретного изменения пути, на котором происходит поглощение радиации.

Если от абсолютной влажности воздуха a перейти к относительной влажности f по очевидному соотношению

$$a = \frac{fE\mu}{kNT}, \quad (3.31)$$

где E — упругость насыщения пара при температуре T ;

μ — молекулярный вес воды;

k — постоянная Больцмана;

N — постоянная Авогадро,

то уравнение чувствительности (3.28) примет вид

$$\frac{d}{df} \left(\frac{J}{J_0} \right) = -\frac{mlE\mu}{kNT} e^{-\frac{mlfE\mu}{kNT}}, \quad (3.32)$$

условие (3.29) —

$$\frac{fE\mu ml}{kNT} = 1, \quad (3.33)$$

а уравнение (3.30) — вид

$$\frac{d}{df} \left(\frac{J}{J_0} \right) = - \frac{1}{fe}. \quad (3.34)$$

Уравнение (3.32) показывает, что при фиксированной температуре чувствительность убывает с возрастанием влажности. Зависимость чувствительности от температуры оказалась довольно сложной.

Если относительная влажность и температура таковы, что

$$\frac{fE_{\mu ml}}{kNT} < 1,$$

то увеличение температуры приводит к увеличению чувствительности, которая определяется уравнением (3.32). Если условие (3.33) выполняется, то, как уже отмечалось выше, чувствительность максимальна и не зависит от значения $\frac{E}{T}$, т. е. от температуры [уравнение (3.34)]. При больших значениях $\frac{fE}{T}$ чувствительность с увеличением температуры начинает уменьшаться. Все сказанное следует самым тщательным образом учитывать при конструировании и эксплуатации приборов.

Из полученных соотношений вытекает одна интересная особенность радиационных гигрометров. Продифференцировав (3.26) по величине l , получим

$$\frac{d}{dl} \left(\frac{J}{J_0} \right) = -mae^{-mal}. \quad (3.35)$$

Сравнивая (3.35) и (3.28), заключаем, что

$$\frac{d}{da} \left(\frac{J}{J_0} \right) = \frac{l}{a} \frac{d}{dl} \left(\frac{J}{J_0} \right). \quad (3.36)$$

Отсюда следует, что при градуировке радиационных гигрометров вместо того, чтобы менять концентрацию водяного пара, можно в соответствии с (3.36) менять длину пути поглощения, что практически гораздо проще. При этом только следует иметь в виду, что в соответствии со сделанными выше замечаниями такая градуировка будет приближенной.

Устройство радиационных гигрометров

По своему устройству радиационные гигрометры аналогичны радиационным термометрам. Однако если в термометрах источником радиации является сам объект измерения, то в гигрометрах источник радиации представляет собой одну из деталей прибора.

В качестве источников радиации в радиационных гигрометрах обычно используют либо тонкие платиновые ленты, нагретые электрическим током, либо обычные лампы накаливания.

Приемники радиации в радиационных гигрометрах применяют такие же, как и в радиационных термометрах. В приемниках предусматриваются радиационные фильтры, вырезающие исследуемый участок спектра.

Схема радиационного гигрометра с фотоэлектронным приемником представлена на рис. 3.12. Источник радиации 1 находится в фокусе параболического зеркала 2, создающего пучок

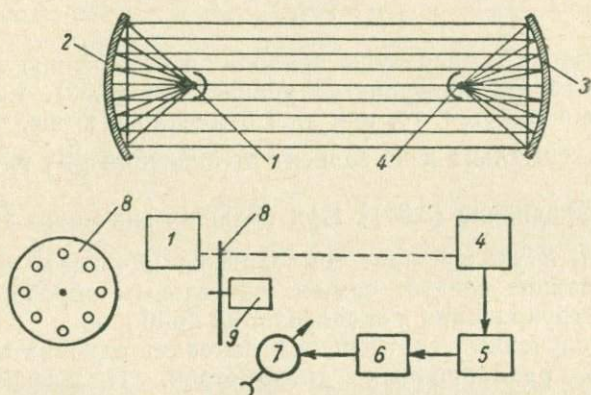


Рис. 3.12. Радиационный гигрометр с фотоэлектронным приемником

параллельных лучей. Пучок попадает на другое параболическое зеркало 3 и собирается в его фокусе, где устанавливается фотоэлектронный приемник радиации 4 с достаточно высокой чувствительностью в выбранном участке спектра. Электрический сигнал, который создается в фотоэлементе, попадает в усилитель 5 и далее в электроизмерительный прибор 7, шкала которого может быть проградуирована непосредственно в единицах абсолютной влажности воздуха, находящегося между параболическими зеркалами.

Чтобы иметь возможность применять в приборе усилители переменного тока, радиационный поток прерывается obtюратором 8, представляющим собой диск с отверстиями. Диск приводится во вращение электромотором 9. Частота прерывания выбирается значительно больше, чем возможные колебания влажности воздуха, представляющие интерес для измерения. Между усилителем и электроизмерительным прибором устанавливается фильтр 6, сглаживающий высокочастотные колебания тока, вызванные прерыванием радиационного потока obtюратором.

Чтобы свести к минимуму искажающее влияние неселективно поглощающих взвешенных в воздухе частиц, применяют такой прием. Устанавливают в приборе дополнительный приемник радиации с радиационным фильтром, вырезающим участок спектра, в котором поглощение водяным паром отсутствует, но который в то же время расположен близко к исследуемому участку спектра. Тогда отношение токов, возникающих в основном и дополнительном приемниках, оказывается сравнительно слабо зависящим от поглощательной способности неселективно поглощающих примесей (если последние примерно одинаково ослабляют радиационные потоки в обоих участках спектра).

Можно ограничиться одним приемником, но применить при этом два фильтра, поочередно устанавливаемых перед приемником. Применяя соответствующую электронную схему, можно и в этом случае на выходе схемы получить сигнал, пропорциональный отношению двух токов, обязанных своим происхождением ослаблению радиации в двух участках спектра, в одном из которых основным поглотителем явится водяной пар.

Чтобы исключить искажающее влияние селективно поглощающих примесей воздуха, если они имеют полосы поглощения на участке спектра, который вырезается радиационным фильтром, применяют газовые фильтры, наполненные примесью в таком количестве, чтобы радиационный поток в области поглощения данной примесью был нацело поглощен в фильтре. Тогда измеряемое прибором поглощение радиации не будет зависеть от колебаний количества примеси в исследуемом воздухе. Таким приемом исключается, например, искажающее влияние углекислого газа.

Искажающее влияние селективно поглощающих примесей наиболее надежно исключается при применении достаточно узкополосных радиационных фильтров, вырезающих в сочетании с селективным приемником участки спектра, в которых поглощение радиации возможными примесями совершенно отсутствует. Ясно, что чем шире рабочий участок радиационного спектра, тем труднее избавиться от такого влияния.

Следует, однако, иметь в виду, что чем уже рабочий участок спектра в приборе, тем большее усиление сигнала требуется для достижения достаточно высокой чувствительности прибора.

Радиационно-акустический гигрометр. Если в рассмотренном выше гигрометре приемниками радиации являются фотоэлементы, то в радиационно-акустических гигрометрах приемником радиации является сам водяной пар. Известно, что можно заставить звучать газ, подвергая его действию радиации, прерываемой со звуковой частотой (эффект Белла — Тиндалля — Рентгена). Обязательным условием возникновения эффекта является наличие в спектре радиации длин волн, хорошо поглощаемых каким-либо из компонентов данного газа.

Газоанализатор, использующий эффект Белла — Тиндаля — Рентгена для инфракрасной радиации, получил широкое распространение в практике газового анализа. Позже аналогичный прибор был использован для измерения осредненных и мгновенных значений влажности воздуха.

Механизм эффекта Белла — Тиндаля — Рентгена заключается в следующем. Если прерывистому облучению подвергнуть газ, содержащий компоненты, хорошо поглощающие радиацию, то с частотой, равной частоте прерывания, газ будет то нагреваться, то вновь охлаждаться до исходной температуры. Это

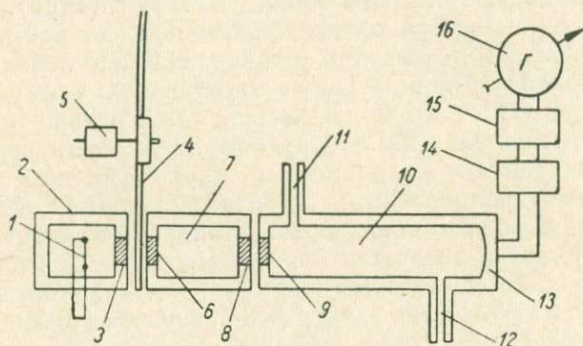


Рис. 3.13. Радиационно-акустический гигрометр

вызывает соответствующие колебания давления, т. е. порождает звук. Частота звуковых колебаний равна частоте прерывания радиации. Амплитуда же звуковых колебаний зависит от поглощательной способности газа.

Если действию прерывистой инфракрасной радиации подвергнуть воздух, содержащий водяной пар, то поглощение радиации будет тем интенсивнее, а звук — тем сильнее, чем больше концентрация водяного пара. Если в воздухе присутствуют другие компоненты или аэрозоли, поглощающие инфракрасную радиацию, то в этом случае должны быть приняты меры к тому, чтоб реакция окончного прибора, включенного в схему гигрометра, не зависела от наличия этих компонентов.

Принципиальная схема радиационно-акустического гигрометра представлена на рис. 3.13. Источник радиации — накаливаемая электрическим током тонкая платиновая лента 1 — помещен в кожух 2, имеющий флюоритовое оконце 3, прозрачное для инфракрасных лучей. Радиация, проходящая через оконце 3, прерывается со звуковой частотой обтюратором 4, насаженным на ось мотора 5, и далее попадает через флюоритовое оконце 6 в газовый фильтр 7, а затем через флюоритовые оконца 8, 9 — в радиационно-акустическую камеру 10. Исследуемый воздух пропускается сквозь камеру 10 через трубки 11, 12.

Возникающие в камере акустические колебания воспринимаются электродинамическим микрофоном 13. Создающееся в нем напряжение усиливается электронным усилителем 14 и далее через выпрямитель 15 подается на электроизмерительный прибор 16.

Чтобы исключить влияние углекислого газа, содержащегося в воздухе, устанавливается углекислотный фильтр 7. Аналогичным образом в случае необходимости может быть исключено влияние других компонентов воздуха, имеющих полосы поглощения в инфракрасной области спектра.

Одним из вариантов радиационно-акустического гигрометра является такой, в котором исследуемый воздух находится не в радиационно-акустической камере, а в свободном состоянии в пространстве между излучателем и приемником. В этом случае принимают меры к тому, чтобы поглощательная способность газа в радиационно-акустической камере не менялась во времени. Тогда поглощение радиации в камере, а следовательно, и выходной сигнал прибора будут тем сильнее, чем меньше поглощение в воздухе между излучателем и радиационно-акустической камерой, т. е. чем меньше влажность воздуха.

Такие приборы позволяют определить не только осредненную во времени влажность, но и микроколебания влажности, имеющие частоту, значительно меньшую, чем частота прерывания радиации (в противном случае они не могут быть выделены в электрическом сигнале).

§ 3.5. АДСОРБЦИОННЫЕ ГИГРОМЕТРЫ

Поглощение молекул водяного пара (адсорбция) поверхностью гигроскопических веществ используется в гигрометрах различных видов. Ниже будут рассмотрены три из них.

Весовые адсорбционные гигрометры. Через ряд последовательно соединенных друг с другом U-образных пробирок, частично заполненных веществом, сильно поглощающим водяной пар, с помощью насоса протягивается определенный объем воздуха. При прохождении воздуха через пробирки содержащийся в нем водяной пар поглощается, в результате чего вес пробирок увеличивается. Измерив объем воздуха, массу пробирок с поглотителем до и после протягивания воздуха, можно определить влажность.

Электролитические адсорбционные гигрометры. Как известно, электролитами называются вещества, растворы которых проводят электрический ток. Электролитические гигрометры основаны на зависимости электропроводности растворов от концентрации в них электролитов.

Пленка вещества, включающего в себя электролит, адсорбирует из окружающего воздуха водяной пар, в результате чего

концентрация водного раствора электролита, а следовательно, и электропроводность раствора меняются. Адсорбционное равновесие на поверхности пленки устанавливается в соответствии со значением относительной влажности атмосферного воздуха. При увеличении влажности воздуха увеличивается поток молекул водяного пара к поверхности адсорбента, при уменьшении влажности происходит выделение в воздух адсорбированных молекул (явление десорбции).

Пленка электролитического гигрометра может быть изготовлена, например, из гидролизованного поливинилацетата, содержащего в себе вкрапления кристалликов хлористого лития и нанесенного на основание (подложку), обладающее достаточно высокими электроизоляционными свойствами.

Электрическая проводимость пленки меняется вслед за изменением влажности воздуха как в результате изменения электропроводности самого поливинилацетата, так и в результате изменения электропроводности раствора хлористого лития.

Влажочувствительная пленка гигрометра включается в электрическую схему, выходной сигнал которой определяется изменением сопротивления пленки, например, в мостовую схему. Применение переменного тока предпочтительнее, так как в этом случае исключается явление поляризации раствора электролита.

Изменение температуры пленки, следующее за изменением температуры воздуха, влияет на электропроводность пленки. Это следует учитывать, либо вводя соответствующие поправки к результатам измерений, либо применяя температурные компенсаторы в электрических схемах гигрометров.

Существующие типы электролитических гигрометров обладают значительным гистерезисом и недостаточно высокой стабильностью, что ограничивает возможности их применения. Для увеличения стабильности пленки подвергают длительному старению. Старение уменьшает также и гистерезис. Применительно к приборам разового действия (например, радиозондам) иногда применяют такой прием. Пленки после изготовления и градуирования запаивают в ампулы, из которых откачивают воздух. В таком состоянии они длительное время сохраняют свои свойства. Пленки извлекают из ампул только перед началом работы прибора.

Следует иметь в виду, что как гистерезис, так и инерционные свойства электролитических гигрометров существенно зависят от свойств подложки, на которую нанесена влажочувствительная пленка. Наилучшие результаты получаются при применении гидрофобных подложек, таких, например, как полистирол.

На рис. 3.14 дан один из вариантов адсорбционно-электролитического гигрометра. Влажочувствительная пленка R включена в мост сопротивлений R, R_1, R_2, R_3 , сигнал разбаланса которого

усиливается двойным триодом \mathcal{L}_1 и далее подается на электроизмерительный прибор.

Напряжение разбаланса моста подается на сетку левой половины лампы \mathcal{L}_1 ; с анода левой половины — на сетку правой половины той же лампы. К аноду правой половины лампы \mathcal{L}_1 подключается электроизмерительный прибор.

Таким образом, в данной схеме левая половина лампы \mathcal{L}_1 используется как первый, а правая — как второй каскады усиления напряжения сигнала разбаланса моста.

Внутреннее сопротивление электроизмерительного прибора должно быть достаточно высоким. В данной схеме используется

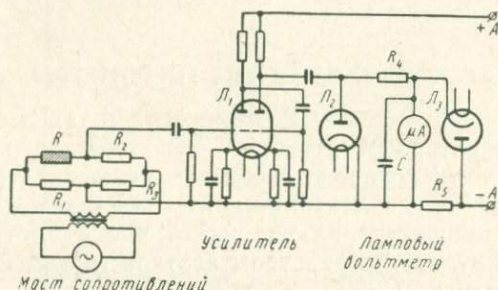


Рис. 3.14. Адсорбционно-электролитический гигрометр

ламповый вольтметр, работающий по двухполупериодной схеме. Цепь с одним направлением тока составляется диодом \mathcal{L}_2 , сопротивлением R_4 и микроамперметром μA , шунтированным емкостью C . Цепь с обратным направлением тока составляется диодом \mathcal{L}_3 , сопротивлением R_5 и микроамперметром μA , шунтированным емкостью C .

Микроамперметр с шунтирующей емкостью образует RC -контур с постоянной времени, большей, чем период изменения напряжения, питающего мост, но меньшей, чем возможные периоды изменения влажности, подлежащие регистрации, благодаря чему микроамперметр фиксирует лишь изменения напряжения, обусловленные изменением влажности воздуха.

В подогревных электролитических гигрометрах используется зависимость упругости насыщения водяного пара вблизи насыщенного раствора от температуры. Датчик снабжают подогревателем и поддерживают его при такой температуре, при которой устанавливается равновесие между водяным паром над раствором и водяным паром в воздухе. Индикация равновесия выполняется по сопротивлению рабочей поверхности датчика: при температуре более высокой, чем равновесная, сопротивление падает, в то время как изменение температуры при более низких значениях почти не меняет сопротивления, ибо раствор все время

остаётся насыщенным. Температура равновесия служит мерой влажности воздуха. Подогревные электролитические гигрометры по своей идее в какой-то мере аналогичны конденсационным гигрометрам. Они имеют преимущество перед ними в отношении простоты регулировки температуры (так как требуется не охлаждение, а нагревание, что осуществить проще). Однако их показания значительно менее устойчивы во времени.

Оптические адсорбционные гигрометры. В оптических адсорбционных гигрометрах за изменением влажности воздуха следят, в отличие от электролитических адсорбционных, не по изменению электропроводности раствора электролита, а по тому, как преобразуется интерференционная картина, которая создается при освещении пленки адсорбента.

§ 3.6. КОНДЕНСАТОРНЫЕ ГИГРОМЕТРЫ

Чувствительным элементом (датчиком) в таких гигрометрах является конденсатор. В частности, используется конденсатор, между электродами которого свободно движется исследуемый воздух. Изменение диэлектрической проницаемости воздуха обуславливает пропорциональное изменение емкости конденсатора, что фиксируется посредством соответствующей электронизмерительной схемы.

В широком диапазоне изменения температуры, давления и частоты тока ($-50 \div +40^\circ$, $200-1100$ мбар, $0-3 \cdot 10^4$ гц) закон изменения диэлектрической постоянной воздуха ϵ может быть принят в виде

$$\epsilon = 1 + \frac{1,55 \cdot 10^{-4}}{T} \left(p + 4810 \frac{E}{T} f \right), \quad (3.37)$$

где T и f — температура и относительная влажность воздуха;
 E — упругость насыщения водяного пара при температуре T , мбар;
 p — атмосферное давление, мбар.

Чувствительность конденсаторных гигрометров характеризуется величиной

$$\frac{1}{\epsilon} \frac{d\epsilon}{df} \approx \frac{d\epsilon}{df} = 1,55 \cdot 10^{-4} \cdot 4810 \frac{E}{T^2} = \frac{3}{4} \frac{E}{T^2}. \quad (3.38)$$

Так, например, при 0°

$$\frac{1}{\epsilon} \frac{d\epsilon}{df} = \frac{3}{4} \frac{6,1}{273^2} = 6 \cdot 10^{-5}.$$

Если f измерять не в долях от единицы, а в процентах, то

$$\frac{1}{\epsilon} \frac{d\epsilon}{df} = 6 \cdot 10^{-7} \approx 10^{-6} \frac{1}{\%}.$$

Результаты расчета чувствительности при различных температурах представлены на рис. 3.15, который показывает, что чувствительность конденсаторных гигрометров с воздушным диэлектриком невелика и притом резко убывает с понижением температуры.

Для оценки возможностей конденсаторных гигрометров с воздушным диэлектриком необходимо оценить зависимость диэ-

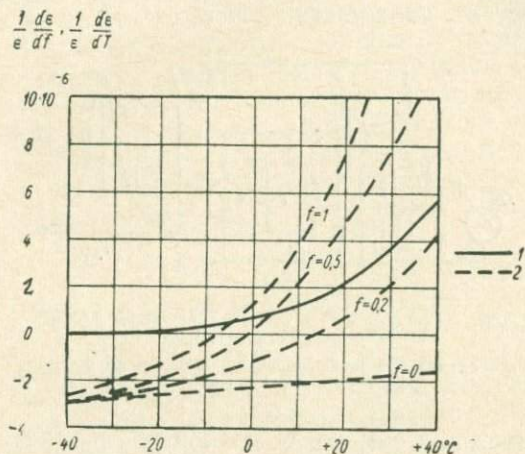


Рис. 3.15. Зависимость диэлектрической постоянной воздуха от влажности (линия 1) и от температуры воздуха (линия 2)

лектрической постоянной воздуха от температуры. Будем характеризовать эту зависимость величиной

$$\begin{aligned} \frac{1}{\epsilon} \frac{d\epsilon}{dT} &\approx \frac{d\epsilon}{dT} = 1,55 \cdot 10^{-4} \left[4810 f \frac{d}{dt} \left(\frac{E}{T^2} \right) - \frac{p}{T^2} \right] = \\ &= \frac{1,55 \cdot 10^{-4}}{T^2} \left[4810 \frac{fE}{k T^2} (L - 2kT) - p \right]. \end{aligned}$$

Результат расчета $\frac{1}{\epsilon} \frac{d\epsilon}{dT}$ для $p=1000$ мбар и различных влажностей показан на рис. 3.15. Рисунок иллюстрирует основную трудность работы с конденсаторными гигрометрами с воздушным диэлектриком: зависимость ϵ , а следовательно, и показаний гигрометра от температуры оказалась не менее слабой, чем от влажности, в связи с чем требуется либо точный учет температуры, либо тщательная температурная компенсация гигрометра. Последнее значительно усложняется в связи с зависимостью $\frac{1}{\epsilon} \frac{d\epsilon}{dT}$ от влажности воздуха — величины, подлежащей измерению.

Резкого увеличения чувствительности конденсаторного гигрометра можно достичь, применяя не воздушный, а какой-либо другой диэлектрик, сильно реагирующий на изменение влажности воздуха. Хорошие результаты получаются при использовании в качестве диэлектрика пористого анодированного алюминия. Конденсатор с таким диэлектриком вслед за изменением влажности воздуха меняет свое реактивное сопротивление. В качестве гигрометрического свойства обычно используют зависимость емкости от влажности.

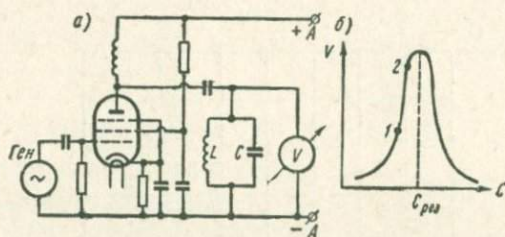


Рис. 3.16. Конденсаторный гигрометр с резонансным усилителем:
а — схема; б — зависимость напряжения на контуре от емкости конденсатора

Важным достоинством конденсаторных гигрометров с анодированным алюминием в качестве диэлектрика при положительных температурах является ничтожная зависимость чувствительности от температуры. При отрицательных температурах появляется температурная зависимость, особенно сильная при -30° и ниже. Изменение диэлектрической проницаемости пористого анодированного алюминия связано, по-видимому, с явлениями адсорбции и десорбции на поверхности пор. С этой точки зрения они могли бы быть отнесены к рассматривавшимся выше адсорбционным гигрометрам.

На рис. 3.16 дана схема конденсаторного гигрометра с резонансным усилителем. На управляющую сетку пентода подан стабильный сигнал от генератора (Ген). С анода лампы сигнал поступает на колебательный LC-контур (рис. 3.16, а).

Частоту генератора и параметры LC-контра подбирают таким образом, чтобы при возможных изменениях емкости конденсатора C , являющегося датчиком влажности воздуха, частота генератора и собственная резонансная частота колебательного контура были бы близки, но не равны друг другу. Тогда будет осуществляться состояние, близкое к резонансному, когда сравнительно небольшие изменения емкости будут вызывать значительные изменения полного сопротивления контура (участок 1—2, рис. 3.16, б). Если внутреннее сопротивление лампы велико по сравнению с сопротивлением контура, то изменение последнего

практически не будет сказываться на изменениях тока, идущего к контуру, но будет вызывать примерно пропорциональные изменения напряжения на клеммах лампового вольтметра (на рис. 3.16 обозначен буквой V , его схему см. на рис. 3.14). Схема отличается высокой чувствительностью. Применяют также схему измерения емкости на бениах.

Достоинствами конденсаторных гигрометров являются малые размеры датчиков, возможность надежной автоматизации прибора, малая инерция, особенно гигрометров с воздушным диэлектриком. Недостатки связаны с наличием температурной зависимости (особенно в гигрометрах с воздушным диэлектриком) и недостаточно высокой стабильностью градуировок во времени (для гигрометров с твердыми диэлектриками).

В качестве гигрометрического свойства может быть использована также зависимость сопротивления микропористого эбонита от влажности воздуха.

§ 3.7. ГИГРОМЕТРЫ СВЧ

В гигрометрах сверхвысоких частот (СВЧ) так же, как и в конденсаторных гигрометрах с воздушным диэлектриком, используется зависимость диэлектрической постоянной воздуха от влажности его. Для измерений в свободной атмосфере использовался прибор с двумя идентичными генераторами на клистродах с объемными резонаторами. Через один из резонаторов непрерывно проходит исследуемый воздух, из другого — воздух откачан. Изменение влажности воздуха вызывает изменение резонансной частоты генератора с открытым резонатором. Сигналы генераторов выравниваются по амплитудам и затем сравниваются между собой. После усиления и детектирования разностный сигнал, величина которого является мерой влажности воздуха, поступает в оконечный прибор — шлейфовый осциллограф.

Некоторое влияние на показания такого прибора оказывают температура воздуха и давление. Однако их влияние может быть устранено с достаточной степенью точности. Сложность прибора сильно ограничивает возможности его применения.

§ 3.8. МЕМБРАННЫЕ (ДИФФУЗИОННЫЕ) ГИГРОМЕТРЫ

В мембранных гигрометрах используются пористые перегородки — мембраны с размером пор меньше длины свободного пробега молекул воздуха, благодаря чему движение воздуха через такие мембраны происходит медленно, причем тем медленнее, чем меньше количество и размер пор. В качестве материала для таких мембран может быть использован, например, микропористый эбонит (мипор) со средним диаметром пор 0,4—0,6 мкм.

Мембранный гигрометр представляет собой две одинаковые камеры, в каждой из которых одной стенкой являются пористые мембраны. Разность давлений в камерах измеряется высокочувствительным микроманометром. Если в одной из камер поместить непрерывно действующий поглотитель водяного пара, то в ней будет создаваться пониженное давление, тем больше отличающееся от давления в другой камере, чем больше влажность атмосферного воздуха, диффундирующего в первую камеру. Тогда разность давлений в камерах, а следовательно, и показания микроманометра будут служить мерой изменения влажности атмосферного воздуха.

§ 3.9. ГИГРОМЕТРЫ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ

Известно, что теплопроводность воздуха в некоторой степени зависит от количества содержащихся в нем водяных паров. Это обстоятельство используется в гигрометрах теплопроводности. Исследуемый воздух очищается от пыли и пропускается параллельно через две камеры, в одной из которых он или увлажняется до 100%, или осушается до некоторого определенного значения. В камерах установлены нагреваемые электрическим током термосопротивления, включенные в смежные плечи мостовой схемы и работающие в режиме термоанемометров (см. § 4.5).

Термосопротивления подбирают максимально идентичными. В таком случае нарушение равновесия моста будет определяться разницей в теплопроводности воздуха, протекающего по камерам, т. е. (при прочих равных условиях) разницей в их влажностях.

Если применяется увлажнение, то разбаланс моста пропорционален дефициту влажности воздуха; если применяется осушение воздуха, то разбаланс пропорционален разности между влажностью исследуемого и осушенного воздуха.

Основное достоинство гигрометров теплопроводности связано с возможностью применения простой и надежно работающей измерительной схемы, требующей, правда, значительного усиления сигнала, так как зависимость теплопроводности воздуха от влажности является сравнительно слабой.

Основная погрешность гигрометров теплопроводности обусловлена трудностью поддержания в камерах точно одинаковых температур и условий движения воздуха, от которых существенно зависит интенсивность теплоотдачи термосопротивлений в камерах, а следовательно, и степени равновесия моста.

В качестве электроизмерительной схемы гигрометра теплопроводности может быть использована, например, схема (рис. 4.21), где под сопротивлениями R_1 и R следует понимать в случае гигрометра теплопроводности равные друг другу термосоп-

ротивления, помещенные в камеры, в одной из которых воздух или увлажняется, или осушается.

§ 3.10. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ ВОЗДУХА

Главный недостаток большинства рассмотренных выше основных методов измерения влажности воздуха и соответствующих им приборов связан с резким уменьшением их чувствительности при понижении температуры. Этим объясняется то обстоятельство, что в то время как при положительных температурах измерения влажности могут быть выполнены различными методами со сравнительно небольшой погрешностью, проблема измерения влажности воздуха при низких температурах остается в значительной степени нерешенной. Наиболее перспективны для низких температур конденсационные гигрометры, чувствительность которых, в отличие от остальных, высокая как при положительных, так и при отрицательных температурах.

При разработке новых гигрометров или оценке имеющихся возможностей, кроме чувствительности, приходится принимать во внимание и другие их свойства: инерцию, степень сложности и т. д. Наименее инерционными являются конденсаторные гигрометры, особенно с воздушным диэлектриком. Наиболее простые — деформационные и мембранные гигрометры, а также психрометры.

В тех случаях, когда требуется чувствительный элемент небольшого размера, могут применяться конденсационные гигрометры с твердым диэлектриком.

Наконец, в естественных условиях нередко требуется получать результаты, характерные для больших пространств. В таких случаях определенные преимущества приобретают радиационные гигрометры, осредняющие результаты по всему пространству, по которому проходит исследуемый радиационный поток.

В заключение следует упомянуть о попытках использования явления ядерного магнитного резонанса для определения влажности.

Глава IV

ИЗМЕРЕНИЕ ВОЗДУШНЫХ ПОТОКОВ

§ 4.1. ВРАЩАЮЩИЕСЯ АНЕМОМЕТРЫ (РОТОАНЕМОМЕТРЫ)

Чувствительными элементами во вращающихся анемометрах служат вертушки с лопастями, выполненными либо в виде чашек, близких по форме к полусферам или полуцилиндрам, либо

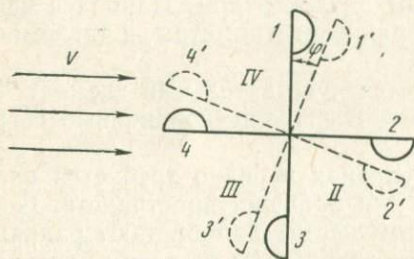


Рис. 4.1. К выводу уравнения вертушки

в виде винта. Давление воздушного потока на вертушку создает момент аэродинамических сил, заставляющих ее вращаться со скоростью тем большей, чем больше скорость потока. Измеряя каким-либо образом скорость вращения вертушки, можно тем самым судить и о скорости обтекающего ее воздушного потока. Исследуем связь между

скоростью воздушного потока и скоростью вращения вертушки, имея в виду для определенности вертушку с четырьмя чашками (рис. 4.1).

Введем в рассмотрение относительную скорость V^* , равную алгебраической разности между проекцией скорости потока V на касательную к траектории чашки и линейной скоростью чашки U :

$$V^* = V \cos \varphi - U, \quad (4.1)$$

тогда динамическое давление, которое поток оказывает на чашку,

$$p = \frac{1}{2} c_s \rho V^{*2} = \frac{1}{2} c_s \rho (V \cos \varphi - U)^2, \quad (4.2)$$

где ρ — плотность воздуха;

s — площадь сечения чашки, перпендикулярного к касательной;

c — аэродинамический коэффициент сопротивления чашки потоку.

В частности, в положении I чашка с максимальной скоростью «уходит» от потока, давление на нее

$$p_1 = \frac{1}{2} c_1 s \rho (V - U)^2, \quad (4.3)$$

а момент аэродинамических сил направлен по часовой стрелке. В положении 3, наоборот, чашка с максимальной скоростью двигается навстречу потоку, давление на нее

$$p_3 = \frac{1}{2} c_3 s \rho (V + U)^2, \quad (4.4)$$

а момент аэродинамических сил направлен против часовой стрелки. В положении покоя $V_1^* = V_3^*$, однако $p_1 > p_3$, так как коэффициент аэродинамического сопротивления для чашки, обращенной к потоку вогнутостью (I и IV четверти на рис. 4.1), больше, чем обращенной выпуклостью (II и III четверти).

Поэтому появляется результирующий момент сил, который заставляет вертушку вращаться вокруг своей оси (на рис. 4.1 — по часовой стрелке). По мере того как вертушка разгоняется, относительная скорость, а следовательно, и давление потока на чашку в I и IV четвертях от оборота к обороту убывает, а в II и III — возрастает. Это продолжается до тех пор, пока давления не выравняются, после чего вертушка в установившемся потоке принимает установившуюся скорость вращения.

Переходим к отысканию количественных соотношений между скоростью воздушного потока и скоростью вращения вертушки. Для составления уравнения воспользуемся известным законом механики, который гласит, что *для вращающейся системы произведение момента механической инерции системы относительно оси вращения на угловое ускорение равно сумме моментов сил, действующих на систему.* Для вертушки с n лопастями

$$K \frac{d^2\varphi}{dt^2} + M_{тр} + \sum_{i=1}^n R p_i = M_{тр} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} R c_i s \rho (V \cos \varphi_i - U)^2 = 0, \quad (4.5)$$

где K — момент механической инерции вертушки относительно оси вращения;

$M_{\text{тр}}$ — момент сил, обусловленных механическим трением, возникающим при вращении вертушки в подпятниках оси и в механизме, передающем движение на указатель прибора;

R — плечо вертушки.

Заменяя

$$U = R \frac{d\varphi}{d\tau} = R\omega, \quad (4.6)$$

получим

$$K \frac{d^2\varphi}{d\tau^2} + M_{\text{тр}} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} R c_i s \rho \left(V \cos \varphi_i - R \frac{d\varphi}{d\tau} \right)^2 = 0. \quad (4.7)$$

Решение этого уравнения в общем виде получить не удастся (следует помнить, что c_i является функцией угла поворота и числа лопастей). Ниже будут рассмотрены решения для двух идеализированных случаев, представляющих, однако, большой практический интерес.

Первый случай соответствует следующим условиям, наложенным на уравнение (4.7):

а) скорость воздушного потока постоянна, а движение вертушки установившееся:

$$V = \text{const}, \quad \frac{d^2\varphi}{d\tau^2} = \frac{d\omega}{d\tau} = 0,$$

откуда $\omega = \text{const}$;

б) момент аэродинамических сил постоянен во времени и равен моменту вертушки в основном положении, изображенном на рис. 4.1,

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} R c_i s \rho \left(V \cos \varphi_i - R \frac{d\varphi}{d\tau} \right)^2 = \\ & = \frac{1}{2} R s [c_1 (V - R\Omega)^2 - c_3 (V + R\Omega)^2], \end{aligned} \quad (4.8)$$

где под Ω следует понимать установившееся (при $V = \text{const}$) значение ω ;

в) трение пренебрежимо мало:

$$M_{\text{тр}} = 0. \quad (4.9)$$

Тогда уравнение (4.8) существенно упрощается:

$$0 = c_1 (V - R\Omega)^2 - c_3 (V + R\Omega)^2, \quad (4.10)$$

или

$$V - V \cdot 2R\Omega \frac{\frac{c_1}{c_3} + 1}{\frac{c_1}{c_3} - 1} + R^2\Omega^2 = 0. \quad (4.11)$$

Отсюда

$$\frac{V}{R\Omega} = \frac{\frac{c_1}{c_3} + 1}{\frac{c_1}{c_3} - 1} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\frac{c_1}{c_3} - 1}{\frac{c_1}{c_3} + 1} \right)^2} \right]. \quad (4.12)$$

Величину

$$\sigma = \frac{V}{R\Omega} = \frac{V}{U} \quad (4.13)$$

принято называть *коэффициентом анемометра*.

Многочисленные экспериментальные исследования чашек различных форм и размеров показали, что аэродинамические коэффициенты сопротивления существенно зависят от формы и размеров чашек. Однако как бы ни менялись коэффициенты c_1 и c_3 при изменении параметров чашек, их отношение остается примерно постоянным, близким к значению

$$\frac{c_1}{c_3} \approx 4. \quad (4.14)$$

Подставив это значение в (4.12), получим для установившегося движения без трения

$$\sigma = \frac{V}{U} = \frac{V}{R\Omega} \approx 3. \quad (4.15)$$

Это соотношение используется при приближенном расчете параметров вращающихся анемометров. Следует иметь в виду, что для построения шкал вращающихся анемометров оно часто оказывается недостаточно точным, в связи с чем вращающиеся анемометры обычно градуируются путем сравнения с образцовыми анемометрами соответствующей точности.

При более детальном изучении коэффициентов вращения анемометров обнаруживается сравнительно слабая, но достаточно четко выраженная зависимость коэффициента σ от плотности воздуха, параметров вертушки, угла ее поворота относительно потока и, наконец, скорости потока.

Соотношение (4.15), как уже указывалось, характеризует установившееся движение, но ни в коей мере не определяет

инерционных характеристик вертушки, для определения которых уравнение (4.10) решается при следующих условиях (второй случай):

а) трение пренебрежимо мало,

б) средний (за период одного оборота) момент аэродинамических сил пропорционален квадрату скорости воздушного потока и так называемому скольжению:

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{2} R c_{i\sigma} \rho \left(V \cos \varphi - R \frac{d\varphi}{d\tau} \right)^2 = k V^2 \frac{\omega - \Omega}{\Omega}, \quad (4.16)$$

где k — коэффициент пропорциональности, характеризующий индивидуальные свойства вертушки;

$\frac{\omega - \Omega}{\Omega}$ — скольжение, равное относительному отклонению

мгновенного значения скорости вращения вертушки ω от установившейся Ω , соответствующей данной

скорости воздушного потока: $\Omega = \frac{V}{R\sigma}$.

Таким образом, в отличие от первого случая во втором случае рассматривается движение, существенно отличающееся от установившегося. Это и понятно, так как во втором случае интересуются временем, в течение которого устанавливается движение.

Если принять условие (4.16), то основное уравнение (4.10) принимает вид

$$K \frac{d^2\varphi}{d\tau^2} + k V^2 \frac{\omega - \Omega}{\Omega} = 0. \quad (4.17)$$

Заменяя

$$\frac{d^2\varphi}{d\tau^2} = \frac{d\omega}{d\tau} \quad \text{и} \quad \Omega = \frac{V}{R\sigma},$$

получим

$$K \frac{d\omega}{d\tau} - k V^2 \left(1 - \sigma R \frac{\omega}{V} \right) = 0$$

или

$$\frac{d\omega}{d\tau} + \frac{\sigma k R}{K} V \omega - \frac{k}{K} V^2 = 0. \quad (4.18)$$

Полученное уравнение — линейное первого порядка относительно ω . Решение такого уравнения, как известно, имеет вид

$$\omega(\tau) = \exp\left(-\frac{\sigma k R}{K} \int_0^{\tau} V(\tau) d\tau\right) \times$$

$$\times \left[\omega_0 + \frac{k}{K} \int_0^{\tau} V^2(\tau) \exp \left(\frac{\sigma k R}{K} \int_0^{\tau} V(x) dx \right) d\tau \right], \quad (4.19)$$

где ω_0 — угловая скорость вращения вертушки в момент времени $\tau = 0$.

Введем величину $L = \frac{K}{\sigma k R}$. Эта величина, являющаяся константой вертушки, называется *путем синхронизации*. Тогда решение (4.19) запишется так:

$$\begin{aligned} \omega(\tau) = & \exp \left(-\frac{1}{L} \int_0^{\tau} V(\tau) d\tau \right) \times \\ & \times \left[\omega_0 + \frac{1}{\sigma R L} \int_0^{\tau} V^2(\tau) \exp \left(\frac{1}{L} \int_0^{\tau} V(x) dx \right) d\tau \right]. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Введем в уравнение (4.18) вместо ω фиктивную скорость воздушного потока

$$v = \sigma R \omega. \quad (4.21)$$

Скорость v следует трактовать как «показания» анемометра, ибо это та скорость, которую при данной угловой скорости вращения вертушки ω показывает прибор, проградуированный при установившихся скоростях вращения вертушки. С учетом (4.21) уравнение (4.18) принимает вид

$$\frac{dv}{d\tau} + \frac{1}{L} V v - \frac{1}{L} V^2 = 0, \quad (4.22)$$

а его решение —

$$\begin{aligned} v(\tau) = & \exp \left(-\frac{1}{L} \int_0^{\tau} V(\tau) d\tau \right) \times \\ & \times \left[v_0 + \frac{1}{L} \int_0^{\tau} V^2(\tau) \exp \left(\frac{1}{L} \int_0^{\tau} V(x) dx \right) d\tau \right], \end{aligned} \quad (4.23)$$

где v_0 — показания анемометра в начальный момент $\tau = 0$.

Если в (4.23) вынести из-под знаков интегрирования \bar{V} и \bar{V}^2 , то получим

$$\bar{v} = \exp \left(-\frac{\bar{V}\tau}{4} \right) \left\{ v_0 + \frac{\bar{V}^2}{L} \frac{L}{V} \left[\exp \left(\frac{\bar{V}\tau}{L} \right) - 1 \right] \right\}.$$

По прошествии достаточно большого времени ($\bar{V}\tau \gg L$)

$$\bar{v} \approx \frac{\bar{V}^2}{\bar{V}} > \bar{V}. \quad (4.24)$$

Это означает, что ротанеометр всегда в среднем завышает скорость.

Рассмотрим некоторые частные случаи решения (4.17). В первом случае положим скорость воздушного потока постоянной:

$$V = \text{const.}$$

Тогда решение (4.20) существенно упрощается и приводится после выполнения интегрирования к виду

$$\omega(\tau) = \exp\left(-\frac{V\tau}{L}\right) \left\{ \omega_0 + \frac{V}{\sigma R} \left[\exp\left(\frac{V\tau}{L}\right) - 1 \right] \right\},$$

или после замены $\frac{V}{\sigma R} = \Omega$ и элементарных преобразований — к виду

$$\omega - \Omega = (\omega_0 - \Omega) e^{-\frac{V\tau}{L}}. \quad (4.25)$$

Это решение может быть получено и непосредственно из уравнения (4.17), если положить в нем V и соответственно Ω постоянными. Читателю предлагается это сделать.

Если оперировать при $V = \text{const}$ не с угловыми скоростями ω , а с показаниями анемометра v , то, выполнив интегрирование в (4.23), получим

$$v - V = (v_0 - V) e^{-\frac{V\tau}{L}}. \quad (4.26)$$

Это решение может быть получено и непосредственно из (4.22), если положить в нем $V = \text{const}$, в результате чего переменные v и τ разделяются.

Положив в решениях (4.25) и (4.26) $\tau = 0$, получим

$$\omega = \omega_0 \quad \text{и} \quad v = v_0. \quad (4.27)$$

Этот результат тривиален: он означает, что в анализируемых решениях правильно выбраны начальные условия.

Положив $L = 0$, получим

$$\omega = \Omega \quad \text{и} \quad v = V. \quad (4.28)$$

Этот результат относится к идеализированным безынерционным вертушкам, которые мгновенно воспринимают изменение скорости потока, и вследствие этого их скорость в любой момент вре-

мени равна установившейся. Подобный результат может быть получен также и непосредственно из самого общего решения (4.22).

Положив в (4.25) и (4.26) $\tau \rightarrow \infty$, получим

$$\omega \rightarrow \Omega \quad \text{и} \quad v \rightarrow V, \quad (4.29)$$

т. е. с течением времени скорость вертушки приближается к установившейся, соответствующей данной скорости воздушного потока. Подчеркнем, что этот результат в отличие от (4.27) и (4.28) относится только к случаю постоянной скорости воздушного потока, когда, приближаясь асимптотически к установившейся скорости, скорость вертушки в пределе при $\tau \rightarrow \infty$ оказывается равной ей.

Решение (4.25) позволяет очень просто определить физический смысл пути синхронизации. Положив $L = V\tau$, получим

$$\frac{\omega - \Omega}{\omega_0 - \Omega} = \frac{1}{e}. \quad (4.30)$$

Отсюда путь синхронизации численно равен пути, который должен пройти постоянный воздушный поток для того, чтобы расхождение между начальной скоростью вертушки и установившейся уменьшилось в e раз. Соответствующее время $\tau = \frac{L}{V}$ принято называть *временем синхронизации*. Правильнее было бы по аналогии с термометрами называть эту величину коэффициентом инерции вертушки.

С уменьшением пути синхронизации уменьшается также время, в течение которого вертушка воспринимает (с точностью до заданной погрешности) новую, изменившуюся скорость воздушного потока. В этом отношении имеется аналогия с поведением термометров, обладающих различной тепловой инерцией. Однако если инерция термометра одинакова как при повышении, так и при понижении температуры, то инерция вертушки существенно зависит не только от абсолютной величины изменения скорости, но и от того, увеличилась или уменьшилась скорость воздушного потока. К этому обстоятельству мы еще вернемся ниже.

Второй частный случай, который далее будет рассмотрен, относится к случаю периодического изменения скорости потока. Пусть скорость потока, а следовательно, и установившаяся скорость вертушки меняются по закону синуса

$$V(\tau) = \bar{V} + A \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau\right). \quad (4.31)$$

Подставив (4.31) в (4.23), получим

$$\begin{aligned}
 v(\tau) = & v_0 \exp \left\{ -\frac{1}{L} \int_0^\tau \left[\bar{V} + A \sin \left(\frac{2\pi}{p} \tau \right) \right] d\tau \right\} + \\
 & + \exp \left\{ -\frac{1}{L} \int_0^\tau \left[\bar{V} + A \sin \left(\frac{2\pi}{p} \tau \right) \right] d\tau \right\} \frac{1}{L} \int_0^\tau \left[\bar{V} + A \sin \left(\frac{2\pi}{p} \tau \right) \right]^2 \times \\
 & \times \exp \left\{ \frac{1}{L} \int_0^\tau \left[\bar{V} + A \sin \left(\frac{2\pi}{p} \tau \right) \right] d\tau \right\} d\tau. \quad (4.32)
 \end{aligned}$$

Выполнив интегрирование в показателе экспоненты, имеем

$$\begin{aligned}
 v(\tau) = & v_0 \exp \left\{ -\frac{\bar{V}\tau}{L} - \frac{pA}{2\pi L} \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi}{p} \tau \right) \right] \right\} + \\
 & + \exp \left\{ -\frac{\bar{V}\tau}{L} - \frac{pA}{2\pi L} \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi}{p} \tau \right) \right] \right\} \frac{1}{L} \int_0^\tau \left[\bar{V} + A \sin \left(\frac{2\pi}{p} \tau \right) \right]^2 \times \\
 & \times \exp \left\{ \frac{\bar{V}\tau}{L} + \frac{pA}{2\pi L} \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi}{p} \tau \right) \right] \right\} d\tau. \quad (4.33)
 \end{aligned}$$

Первое слагаемое в правой части по прошествии времени, значительно большего, чем $\frac{L}{\bar{V}}$, становится малым. Это означает, что роль начальной скорости вертушки (роль начальных показаний v_0) становится ничтожной.

Поведение второго и третьего слагаемых существенно зависит от величины безразмерного параметра

$$\lambda = \frac{L}{pA}, \quad (4.34)$$

который тем больше, чем больше пути синхронизации и чем меньше пульсации потока. Если этот параметр велик, то, как легко видеть из (4.33), пульсации сглаживаются.

Уравнение (4.33) иллюстрируется рис. 4.2, на котором показаны скорость потока $V(\tau)$ и два случая показаний анемометра $v(\tau)$, внесенного в установившийся меняющийся по закону синуса воздушный поток. В правой части рисунка движение установилось. В обоих случаях оно периодическое, но существенно отличное от синусоидального. В первом случае параметр λ велик и анемометр сильно искажает действительную картину измене-

ния ветра, сглаживает пульсации и завышает среднюю скорость. Во втором завышены максимумы скорости.

Таким образом, имеется существенное различие между поведением вертушки в периодически меняющемся потоке и поведением термометра в среде с периодически меняющейся температурой, ибо при измерении строго периодически меняющейся

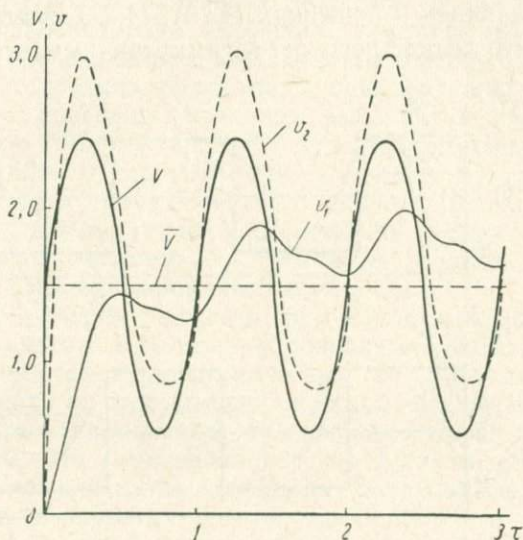


Рис. 4.2. Движение вертушки в потоке с синусоидально меняющейся скоростью ($p=1$ сек):
 v_1 — при $L=1$ м; v_2 — при $L=0,1$ м

температуры средние значения температуры термометра и среды совпадают (если время изменения достаточно велико, см. § 2.1).

Чтобы получить наглядное представление о том, с чем связано указанное различие, предположим сначала, что температура среды резко увеличилась от Θ_1 до $\Theta_2 > \Theta_1$, затем столь же резко упала до прежнего значения Θ_1 , и далее изменения температуры периодически повторяются (рис. 4.3, а). Соответственно температура термометра T сперва будет повышаться, затем понижаться, затем снова повышаться и т. д., причем, и повышение и понижение будут происходить с одинаковой скоростью, в результате чего при достаточно большом числе периодов средние температуры термометра и среды окажутся в точности одинаковыми.

Пусть теперь скорость потока резко увеличится от V_1 до $V_2 > V_1$ (рис. 4.3, б), затем столь же резко упадет до прежнего значения V_1 , и далее изменения скорости будут периодически повторяться. Соответственно вертушка сначала будет, раскручи-

ваясь, увеличивать свою скорость, затем, замедляясь, уменьшать. При этом в соответствии со сказанным выше раскручиваться вертушка будет с меньшей инерцией, чем замедляться. Воспринимая увеличение скорости быстрее, чем уменьшение, вертушка при периодическом изменении скорости потока в среднем дает завышенные показания. Математически сказанное выражается наличием в решениях (4.20), (4.23) квадрата скорости потока V^2 , что делает решение несимметричным относительно \bar{V} .

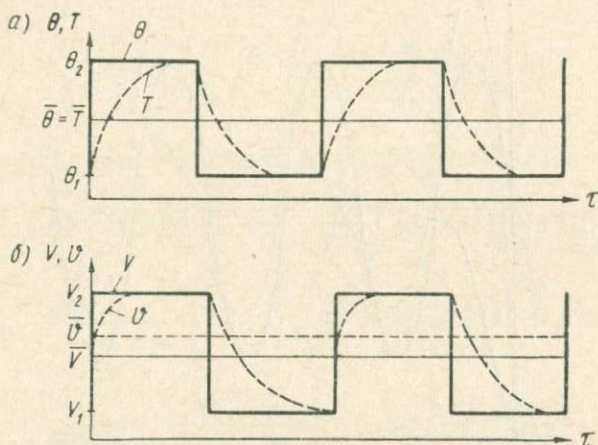


Рис. 4.3. Показания термометра (а) в среде с периодически меняющейся температурой и анемометра (б) в воздушном потоке с периодически меняющейся скоростью

В турбулентном воздушном потоке спектр периодов пульсаций скорости потока охватывает широкий диапазон значений, причем законы изменения периодов во времени изучены пока еще далеко не достаточно. Это затрудняет точное решение уравнения (4.18) для вращающихся анемометров в турбулентном потоке, в частности в естественных условиях, хотя принципиальная сторона вопроса и представляется достаточно ясной. Попытки такого решения связываются с введением структурных функций (см. гл. VI), характеризующих турбулентность воздушного потока. Практически, однако, часто оказывается достаточной оценка инерционных погрешностей вертушки с привлечением среднего, а иногда минимального или максимального периодов пульсаций. Такая оценка должна выполняться как при выборе анемометров для экспериментального решения той или иной задачи, так и при обработке результатов выполненных измерений.

Предположим, что перед нами результат измерений вертикального распределения ветра, полученный с помощью самопишущих вращающихся анемометров, установленных на разных

высотах. Определив по записям наиболее характерные для данной высоты периоды пульсаций и зная заранее коэффициенты инерции (времена синхронизации) вертушек, можно исправить показания анемометров на инерцию и тем самым исправить полученный вертикальный профиль ветра.

Выше при рассмотрении теории вертушек имелась в виду (см. рис. 4.1) вертушка с четырьмя чашками. В последнее время большое распространение получили трехчашечные вертушки. Экспериментально удалось показать, что момент аэродинамических сил, действующих на трехчашечную вертушку, меняется за время оборота в меньших пределах, чем в случае четырехчашечной вертушки. Это способствует большей равномерности движения вертушки и как следствие — уменьшению роли трения, которое, как легко понять, проявляется с наибольшей силой в то время, когда момент аэродинамических сил минимален, притом искажающее влияние сил трения тем больше, чем меньше минимальный момент аэродинамических сил.

Аналогична теория анемометров с лопастями, выполненными в виде крыльчаток. Крыльчатки позволяют достигать больших значений моментов аэродинамических сил, что дает возможность применить их для измерения малых скоростей воздушных потоков. Применение крыльчаток позволяет также достичь меньших значений пути синхронизации, что существенно при измерении быстро меняющихся воздушных потоков. Наконец, крыльчатки в виде воздушных винтов применяются в тех случаях, когда наряду с малой инерцией необходима большая механическая прочность, в частности при измерении больших скоростей ветра.

Существует большое количество типов вращающихся анемометров, отличающихся устройством счетчиков числа оборотов вертушки. Ниже будут рассмотрены основные из них.

Анемометры с электромеханическими счетчиками (контактные анемометры)

В таких анемометрах указателем является либо электрическая лампочка, либо электромагнит со стрелкой, которые срабатывают каждый раз, как только вертушка сделает определенное число оборотов. В типовом анемометре (рис. 4.4) вращение вертушки 1 и сидящей на общей с ней оси шестеренки 2 передается шестеренкам 3, 4, 5 и далее пластмассовому диску 6. Последний имеет металлические вставки (пальцы) 7, которые периодически замыкают контактную пару 8. Очевидно, что число контактов в единицу времени прямо пропорционально скорости вращения вертушки. Коэффициентом пропорциональности является передаточное число (коэффициент редукции) системы шестерен 2, 3, 4, 5, умноженное на число пальцев в диске 6.

Для подсчета числа контактов собирается электрическая схема, включающая в себя, кроме датчика анемометра, источник тока *9* и лампочку *10* или электромагнит *11* (в данной схеме лампочка и электромагнит включены одновременно). Если указателем является лампочка, то при измерениях подсчитывается

число вспышек лампочки за тот или иной промежуток времени. Если же в схему включен электромагнит, то в моменты замыкания контактной пары *8* электромагнит и притягивает якорь *12*. Стрелка ударяет по красящей ленте, и на непрерывно движущейся бумажной ленте ставится очередная точка. Обычно на одной ленте регистрируются показания нескольких анемометров.

Вместо электромагнитов с пишущим устройством можно применять электромагнитные счетчики с цифровыми шкалами, показывающими, сколько замыканий контактов имело место, начиная от момента включения счетчика.

В контактных анемометрах, рассчитанных на длительную работу, должно быть предусмотрено устройство, которое регулирует время срабатывания электромагнита. В противном случае при малых скоростях ветра время срабатывания будет большим, что вызовет большой расход тока, а при скорости ветра, близкой к порогу скорости, вертушка вообще может остановиться при замкнутой контактной паре *8*, и ток будет протекать до тех пор, пока

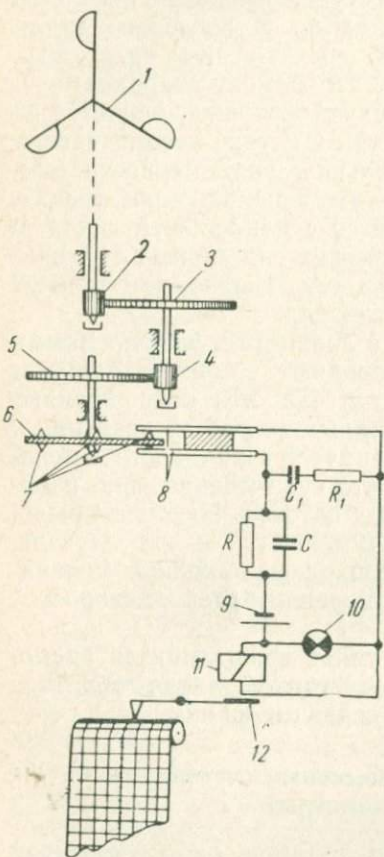


Рис. 4.4. Контактный анемометр

скорость ветра не увеличится. Время срабатывания должно быть небольшим, в противном случае перо будет длительное время тормозить движение бумаги и запись будет нечеткой.

В некоторых конструкциях контактных анемометров имеются пружинные или другого вида устройства, регулирующие время контакта.

В схеме, изображенной на рис. 4.4, время срабатывания электромагнита регулируется введением в цепь RC -контура с достаточно большим значением R . При замыкании цепи конденсатор

С заряжается. В это время по обмотке реле идет ток смещения, и оно срабатывает. После того как конденсатор зарядится, ток прекращается и реле отпускает стрелку 12. Далее конденсатор С разряжается через сопротивление R, после чего схема оказывается подготовленной к фиксированию очередного замыкания цепи анемометра. Если после окончания разряда конденсатора цепь продолжает некоторое время оставаться замкнутой, то по ней будет протекать ток. Однако он окажется недостаточно большим для срабатывания электромагнита. Полностью устранить расход тока в цепи после срабатывания электромагнита в случае схемы, представленной на рис. 4.4, не удается, однако он оказывается достаточно малым.

Электрическая цепочка R_1C_1 , шунтирующая контактную пару 8, предназначена для уменьшения искры в момент замыкания и размыкания пары.

Анемометры с фотоэлектрическими счетчиками

В анемометрах с фотоэлектрическими счетчиками числа оборотов вертушки отсутствует непосредственный механический контакт между вертушкой и счетным устройством. Известны два типа фотоэлектрических анемометров: с механическим редуктором и с электронной счетной схемой. Последнюю часто называют также пересчетной. Будем ниже использовать оба названия.

Анемометр с электронной счетной схемой устроен следующим образом (рис. 4.5, б). Вертушка 1 жестко насажена на ось 2, на ту же ось жестко насажен диск 3 с одним, двумя или более отверстиями. Под диском расположен осветитель 4, над диском — фотосопротивления: рабочее 5 и термокомпенсирующее (не показано).

Каждый раз, когда отверстие в диске оказывается в створе между осветителем и рабочим фотосопротивлением, величина фотосопротивления резко падает и в цепи анемометра создается импульсный электрический сигнал. Электрическая схема (рис. 4.5, а) состоит из моста сопротивлений, являющегося электрической частью датчика, формирующего каскада, каскадов (ячеек) счета и регистратора. Мост преобразовывает световые сигналы в электрические. Формирующий каскад преобразовывает сигналы моста, форма и длительность которых зависят от скорости воздушного потока, в кратковременные импульсы с крутым фронтом, что необходимо для четкой работы счетных ячеек.

После формирующего каскада сигнал поступает на счетные ячейки, представляющие собой системы (триггеры) с двумя устойчивыми состояниями. Каждая ячейка состоит из двух ламп-тиратронов. В одном состоянии горит левая лампа и не

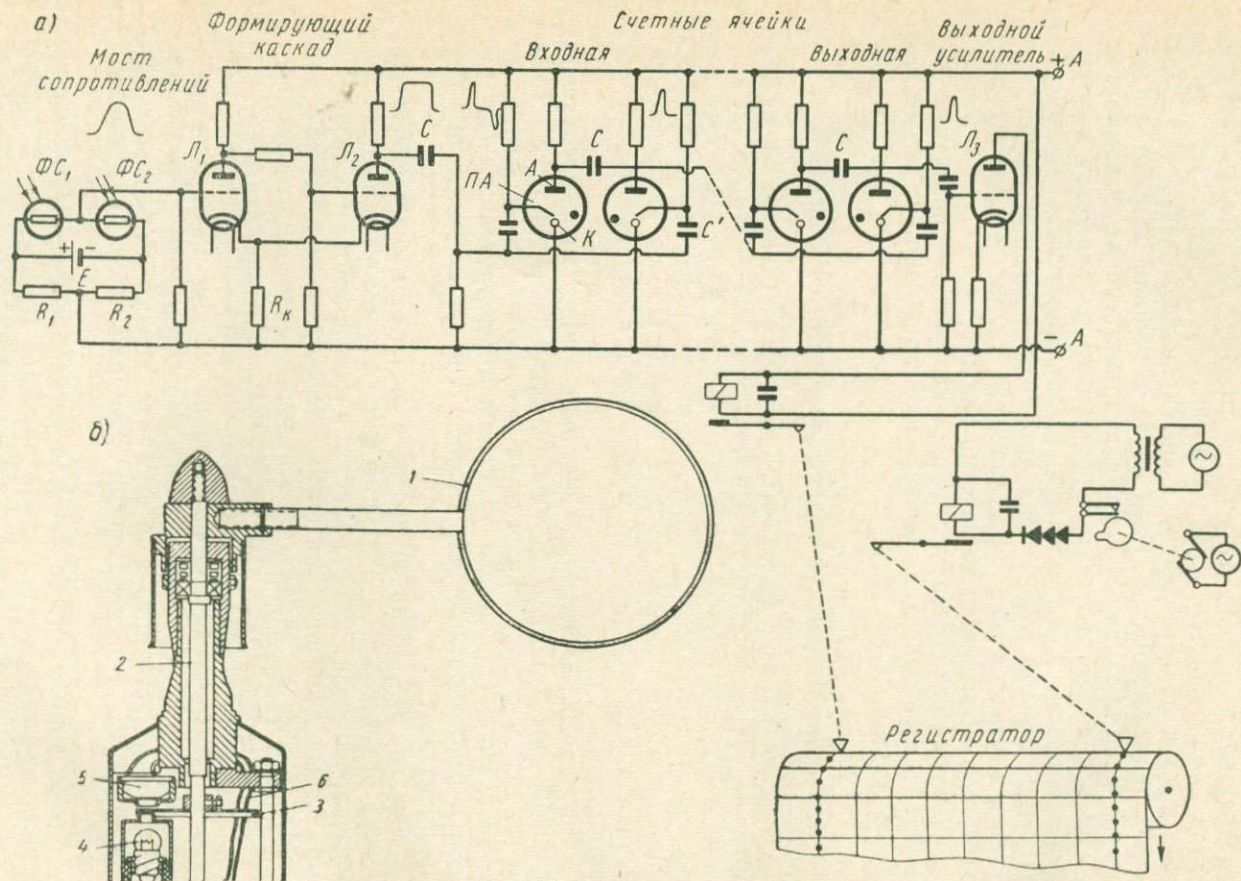


Рис. 4.5. Фотоэлектрический анемометр с электронной счетной схемой:
а — электрическая схема; б — датчик

горит правая, в другом — наоборот. Из одного состояния в другое система переходит скачком (опрокидывается). Сигнал на следующую ячейку передается в тот момент, когда гаснет правая лампа, именно она непосредственно связывается со следующей ячейкой (в других схемах — левая). Из сказанного ясно, что сигнал на каждую следующую ячейку, заставляющий ее опрокидываться, будет поступать в два раза реже, чем на предыдущую. Таким образом, первая ячейка реагирует на каждый импульс, поступающий на вход схемы, вторая — на каждый второй, третья — на каждый четвертый и т. д. Ячейка под номером N реагирует на каждый 2^{N-1} импульс, поступающий на вход схемы, и посылает на следующую ячейку (или на выходной каскад) каждый 2^N импульс.

Такая схема является электронным редуктором. Отсутствие механических передач в анемометре при применении такой схемы способствует уменьшению порога скорости прибора и увеличению стабильности градуировки. Счетные ячейки в данной схеме составляют блок памяти. Действительно, если в какой-то момент времени закрыть вход на схему (например, разорвать входную цепь), то она будет хранить накопленную информацию. Это используется при построении осредняющих приставок.

На рис. 4.5, а показана схема с электронным формирующим каскадом и тиратронными счетными ячейками. Рассмотрим подробнее схему.

Мост сопротивлений включает в себя рабочее фотосопротивление ΦC_1 , термокомпенсирующее фотосопротивление ΦC_2 , постоянные сопротивления R_1 и R_2 , источник питания E . Изменение температуры не нарушает равновесия моста. Освещение же рабочего фотосопротивления вызывает разбаланс моста, и на вход формирующего каскада на сетку лампы L_1 поступает значительный положительный сигнал.

Формирующий каскад представляет собой так называемое спусковое устройство, или триггер с одним устойчивым состоянием. В устойчивом состоянии левая лампа L_1 закрыта, а правая L_2 открыта. Отрицательное смещение на сетке левой лампы создается за счет протекания по общему катодному сопротивлению R_k тока, идущего через правую лампу L_2 .

При поступлении положительного сигнала левая лампа открывается, потенциал ее анода понижается. Сигнал передается на сетку правой лампы, что приводит к уменьшению тока через нее. Благодаря наличию положительной обратной связи по току, текущему через общее катодное сопротивление R_k , это вызывает уменьшение смещения левой лампы, за счет чего она открывается в еще большей мере. Но это вызывает увеличение сигнала на сетке правой лампы и еще большее ее запирающее. Процесс лавинообразно нарастает, соответственно нарастает и потенциал на аноде правой, запирающейся лампы. В результате в входную

счетную ячейку поступает положительный сигнал с крутым передним фронтом.

После дифференцирования RC -цепочкой сигнал превращается в два кратковременных импульса: положительный, соответствующий увеличению освещенности фотосопротивления, и отрицательный, соответствующий уменьшению освещенности фотосопротивления. Выше рассматривалась первая часть процесса.

Спусковое устройство вернется в исходное, устойчивое состояние, когда в результате продвижения диска в датчике освещенность фотосопротивления упадет, сигнал на сетке левой лампы снизится, и она вновь закроется. Процесс в спусковом устройстве пойдет в обратном порядке, и оно опрокинется в исходное положение.

Образующийся в это время отрицательный импульс также поступает на вход счетных ячеек, но, как будет ясно из дальнейшего, никакого действия на них он не оказывает. Впрочем, введением в схему диода импульсу может быть запрещен вход на счетные ячейки.

Работа спускового устройства становится более надежной, если опрокидывание в неустойчивое состояние происходит при несколько большем потенциале, чем опрокидывание в устойчивое (гистерезис). Тогда принципиально устраняется возможность образования ложных сигналов в тех случаях, когда диск в датчике случайно остановится в положении, соответствующем опрокидыванию устройства, и случайные колебания электрических параметров прибора будут вызывать образование сигналов. Гистерезис может быть создан как в самом устройстве соответствующим подбором параметров (схема Шмитта), так и введением в схему элементов с гистерезисом (неоновые лампы, ферромагнитные сердечники и т. д.).

На схеме показан один из вариантов формирующего каскада.

В другом варианте каскад имеет два устойчивых состояния, причем опрокидывание в одно положение производится положительным сигналом, а в другое — отрицательным. В таком варианте прибора оба фотосопротивления являются рабочими и освещаются поочередно. Так как они являются смежными плечами моста, то импульс, вырабатываемый мостом, оказывается в этом варианте знакопеременным.

Для формирования импульсов могут быть успешно использованы также схемы с нелинейными сегнетоэлектрическими конденсаторами (варитроны).

Вновь вернемся к схеме (рис. 4.5, а). Как уже указывалось, в каждой счетной ячейке горит одна из ламп.

В данной схеме в ячейках применены пары безнакальных тиратронов, аноды которых A связаны между собой емкостью C , катоды K — друг с другом непосредственно, а поджигающие

аноды *ПА* — через одинаковые емкости *С* с формирующим каскадом (в первой ячейке) или с предыдущей ячейкой (в остальных ячейках).

Поступление положительного импульса напряжения на вход ячейки в первый момент не меняет картину в горевшем тиратроне, но зажигает не горевший. Потенциал анода последнего резко понижается, и конденсатор *С* начинает разряжаться, вызывая понижение потенциала анода горевшего тиратрона и запирая (погашая) его; после того как разряд конденсатора *С* закончится, потенциал вновь восстанавливается, но в это время положительный импульс успевает исчезнуть, и погасший тиратрон в таком состоянии и останется. Из сказанного, между прочим, становится ясным, почему для управления счетными тиратронными ячейками необходимы кратковременные импульсы.

Так как левый и правый тиратроны в ячейке находятся в одинаковых положениях, то следующий импульс опрокинет триггер — погасит горевший, зажжет не горевший и т. д. Когда гаснет правый тиратрон, потенциал его анода резко повышается, что вызывает положительный импульс на поджигающих анодах следующей ячейки — в ней происходит опрокидывание и т. д.

Если импульс, передающийся от ячейки к ячейке, оказывается недостаточным для срабатывания оконечного счетного устройства, то на выходе схемы ставится еще одна лампа для усиления сигнала. В схеме (рис. 4.5) на выходе включен триод *Л₃*, в анод которого включено реле регистратора.

Пересчетные схемы собираются не только на лампах, но и на других элементах: транзисторах, ферритах и др. В последнее время распространение получили наряду с бинарными и декадные пересчетные схемы. В таких схемах первая ячейка реагирует на каждый импульс, вторая — на каждый десятый, третья — на каждый сотый и т. д.

Рис. 4.6 иллюстрирует передачу импульсов от ячейки к ячейке в случае схемы, изображенной на рис. 4.5, *а*.

Пусть в исходном положении горят все нижние (по рисунку) лампы и не горят верхние. Как будет меняться картина при поступлении очередных импульсов?

Первый импульс изменит положение в первой ячейке и не затронет остальные, второй изменит положение в первых двух, и т. д. В качестве исходного положения может быть выбрано любое из изображенных на рис. 4.6. Если исходным является положение *а*, то положение *б* будет соответствовать приходу первого импульса, положение *в* — приходу второго импульса, и т. д. Назовем верхнюю линию ламп линией «Да», или линией единиц, нижнюю — линией «Нет», или линией нулей. Тогда число импульсов может быть прочитано на линии «Да» в двоичной системе исчисления. Так, например, на рис. 4.6, *е* читаем: $1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 5$. Запись в двоичной системе выполняется так:

101. На рис. 4.6, *з* читаем 111, на рис. 4.6, *и* — 1000 и т. д. Индикация промежуточных состояний ячеек используется при построении осредняющих приставок (см. ниже).

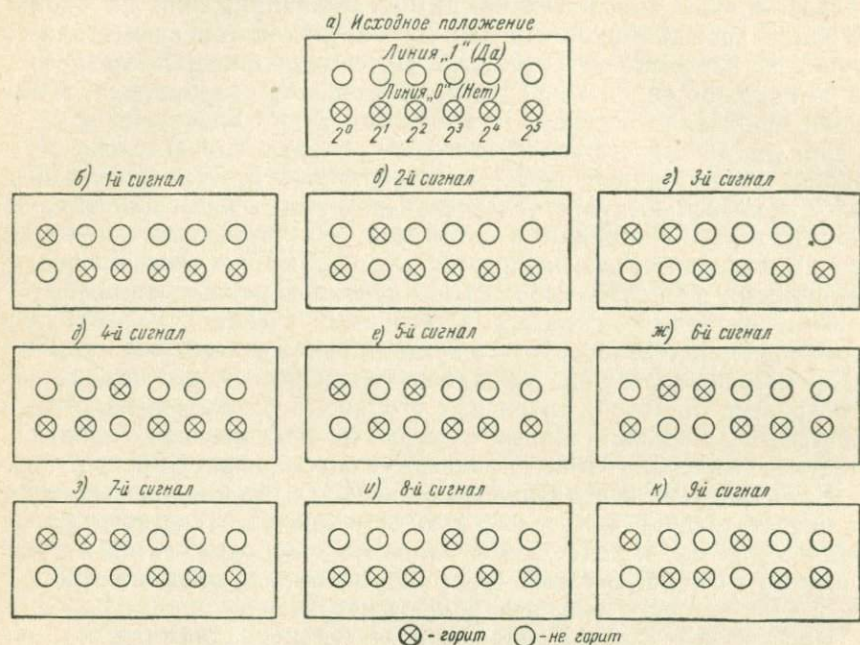


Рис. 4.6. Передача импульсов в бинарной схеме:
1 — лампа горит; 2 — не горит

Анемометры с высокочастотными генераторами

На рис. 4.7, *а* показан анемометр с ламповым генератором, работающим с использованием индуктивной обратной связи между катушками индуктивности анодного L_1 и сеточного L_2 контуров лампы 1. Алюминиевый диск 1 с зубцами, жестко насаженный на ось вертушки 2, при своем вращении дискретно меняет индуктивную связь между контурами. При входе в пространство между катушками зубцы экранируют их друг от друга, вызывая прекращение (срыв) генерации. В моменты срыва и возникновения генерации постоянная составляющая анодного тока резко меняется. В результате этого в счетную схему с нагрузочного сопротивления R поступает очередной сигнал.

На рис. 4.7, *б* показана аналогичная, но более экономичная схема с генератором на полупроводниковом триоде. Катушка L колебательного контура LC -цепи коллектора индуктивно связана с катушкой L' цепи эмиттера. При срыве и возникновении генерации скачком меняется ток питания.

Формирование и пересчет импульсов выполняются аналогично тому, как это было описано применительно к фотоэлектронным анемометрам. Однако в связи с тем, что крутизна фронта импульсов, возникающих при срыве генерации, практически не зависит от скорости вращения диска, формирование импульсов на входе пере-

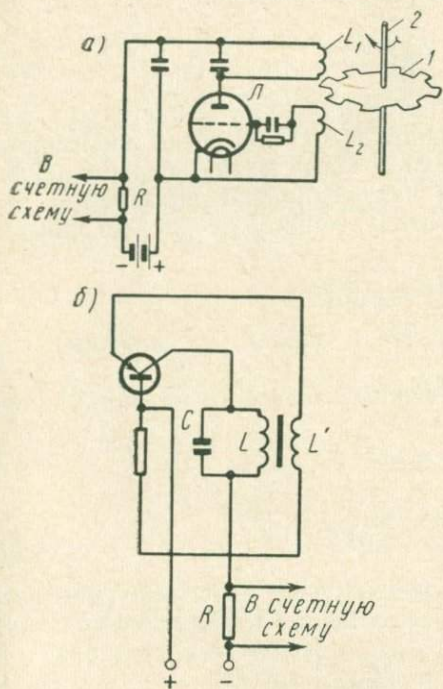


Рис. 4.7. Анемометр с высокочастотным генератором:
а — ламповым; б — полупроводниковым

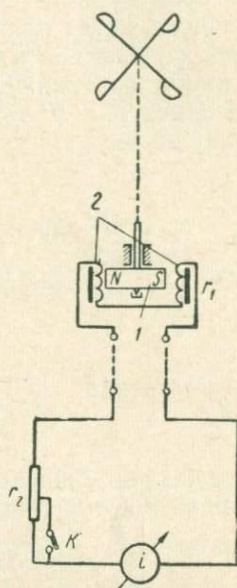


Рис. 4.8. Индукционный анемометр с электроизмерительным прибором

счетной схемы может быть выполнено сравнительно просто (на полупроводниковых триодах или ферритовых сердечниках).

Индукционные анемометры

Индукционные анемометры представляют собой генераторы, вырабатывающие ток, пропорциональный по своей величине скорости вращения ротора, связанного с вертушкой. Ток либо измеряется непосредственно с помощью электроизмерительного прибора, либо используется для поворота легкого металлического диска (или чашки), заторможенного спиральной пружиной.

В типовом индукционном анемометре с электроизмерительным прибором (рис. 4.8) ротором является постоянный магнит I ,

а статором — катушки 2 с железными сердечниками. Обмотка катушек выполнена из медного изолированного провода.

Если напряженность магнитного поля, создаваемого в катушках, H , суммарная площадь всех витков в одной катушке S , магнитная проницаемость μ , то поток индукции через одну катушку будет

$$\Phi = \mu HS. \quad (4.35)$$

За время одного оборота поток индукции меняется от максимального, когда полюса магнита находятся точно над сердечниками катушек, до минимального, когда магнит перпендикулярен линии, соединяющей оси катушек. Опыт показывает, что закон изменения H в случае, изображенном на рис. 4.8, близок к закону косинуса

$$H = H_{\max} \cos \varphi, \quad (4.36)$$

где φ — угол между осью магнита и линией, соединяющей оси катушек.

Если угловая скорость вращения магнита (в радианах) равна ω , то

$$\varphi = \omega \tau \quad (4.37)$$

и соответственно

$$\Phi = \mu H_{\max} S \cos(\omega \tau). \quad (4.38)$$

Мгновенное значение электродвижущей силы индукции, возникающей в катушке вследствие вращения магнита, (в вольтах)

$$\varepsilon = - \frac{d\Phi}{d\tau} \cdot 10^{-8} = \mu H_{\max} S \omega \sin(\omega \tau). \quad (4.39)$$

Если обе катушки соединены последовательно, то наводимые в них э. д. с. складываются, и суммарная э. д. с. оказывается равной

$$\varepsilon = 2\mu H_{\max} S \omega \sin(\omega \tau). \quad (4.40)$$

При суммарном сопротивлении цепи, на которую замкнут генератор, равном r , ток в цепи

$$i = \frac{2}{r} \mu H_{\max} S \omega \sin(\omega \tau). \quad (4.41)$$

Если в приборе осуществляется выпрямление по однополупериодной схеме, то средний за один оборот магнита ток в цепи

$$\bar{i} = \frac{2}{r} \mu H_{\max} S \omega \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(\omega \tau) d(\omega \tau) = \frac{4}{\pi r} \mu H_{\max} S \omega. \quad (4.42)$$

Применение двухполупериодного выпрямителя позволяет получить ток, в два раза больший,

$$\bar{i} = \frac{8}{\pi r} \rho H_{\max} S \omega. \quad (4.43)$$

Таким образом, средний ток в цепи анемометра прямо пропорционален угловой скорости вращения магнита, или, что то же самое, угловой скорости вращения вертушки, если магнит жестко укреплен на оси вертушки.

Под чувствительностью индукционного анемометра с электроизмерительным прибором понимают величину, равную изменению силы тока, соответствующему изменению скорости воздушного потока на единицу:

$$\frac{d\bar{i}}{dV} = \frac{d\bar{i}}{d\omega} \frac{d\omega}{dV}. \quad (4.44)$$

Определив $\frac{d\bar{i}}{d\omega}$ из (4.43) и используя для определения $\frac{d\omega}{dV}$ соотношение (4.13), получим

$$\frac{d\bar{i}}{dV} = \frac{8}{\pi r} \rho H_{\max} S \frac{1}{\sigma R}. \quad (4.45)$$

Для перехода к чувствительности, выраженной в смещении стрелки электроизмерительного прибора, соответствующем изменению скорости воздушного потока на единицу $\left(\frac{dN}{dV}\right)$, необходимо ввести цену деления электроизмерительного прибора в амперах C_a $\left(C_a = \frac{d\bar{i}}{dN}\right)$. Тогда чувствительность

$$\frac{dN}{dV} = \frac{d\bar{i}}{dV} \frac{dN}{d\bar{i}} = \frac{8\rho H_{\max} S}{C_a \pi r \sigma R}. \quad (4.46)$$

Чтобы уменьшить колебания тока в пределах одного оборота вертушки и одновременно увеличить чувствительность анемометра, применяют многополюсные магниты и соответствующее число пар катушек.

Постоянство градуировки индукционных анемометров в значительной мере определяется постоянством напряженности магнитного поля, что достигается применением для изготовления магнитов высококоэрцитивных сплавов.

Из других источников погрешностей индукционных анемометров следует упомянуть изменение магнитной индукции за счет смещения магнита вместе с вертушкой относительно катушек и

изменение электрического сопротивления цепи анемометра. Уменьшения роли первого из этих источников погрешностей достигают разумным выбором геометрии датчика, второго — применением температурных компенсаторов или высокоомных стабильных балластных сопротивлений в цепи анемометра. Рассмотрим подробнее последний вариант. Если последовательно с катушками, сопротивление которых r_1 , включено постоянное балластное сопротивление r_2 , то суммарное сопротивление цепи $r = r_1 + r_2$ (сопротивлением гальванометра пренебрегаем). Будем характеризовать изменение чувствительности анемометра величиной

$$\epsilon = \frac{1}{\frac{dN}{dV}} \left[\frac{d}{dt} \left(\frac{dN}{dV} \right) \right] = - \frac{d}{dt} (\ln r) = - \frac{d}{dt} [\ln (r_1 + r_2)],$$

где t — температура катушек.

Так как $\frac{dr_1}{dt} = \alpha r_1$, где α — температурный коэффициент сопротивления катушек, а $\frac{dr_2}{dt} = 0$, то окончательно

$$\epsilon = - \frac{\frac{dr_1}{dt}}{r_1 + r_2} = - \frac{\alpha r_1}{r_1 + r_2} = - \frac{\alpha}{1 + \frac{r_2}{r_1}}.$$

Таким образом, применение высокоомных балластных сопротивлений уменьшает зависимость чувствительности анемометра от температуры, притом в тем большей мере, чем больше балластное сопротивление по сравнению с сопротивлением катушек r_1 . Увеличивая, однако, r_2 , тем самым уменьшим чувствительность анемометра, которая обратно пропорциональна сопротивлению цепи. Для ее восстановления до нужного уровня придется применять достаточно высокочувствительные электроизмерительные приборы (с малой C_a).

В индукционном анемометре с заторможенной индикаторной металлической чашкой в результате вращения постоянного магнита, сидящего на одной оси с вертушкой, возникают индукционные токи, тем большие, чем больше скорость вращения вертушки. Взаимодействие магнитных полей — постоянного магнита и возникшего вокруг индукционных токов в чашке — вызывает два взаимно связанных эффекта: торможения вертушки и увлечения чашки вслед за магнитом.

Торможение вертушки магнитными силами практически ничтожно, так как эти силы значительно меньше противодействующих им аэродинамических сил, вращающих вертушку. Пovo-

роту же чашки противодействует лишь спиральная пружина, которая может быть сделана достаточно мягкой. Таким образом, чувствительность анемометра, выраженная величиной угла, на который поворачивается чашка при изменении скорости воздушного потока на единицу, определяется соотношением между магнитными силами и упругостью спиральной пружины.

Ключ K позволяет закоротить часть сопротивления r_2 . Тогда суммарное сопротивление r уменьшится, что вызовет увеличение чувствительности прибора.

Индукционные (незаторможенные) анемометры могут использоваться также в импульсном режиме.

В одном из вариантов синусоидальный сигнал, который вырабатывается анемометром, преобразуется в серию импульсов, каждый из которых образуется в момент изменения знака синусоидального сигнала. Тогда число импульсов в единицу времени (скорость поступления импульсов) оказывается прямо пропорциональным скорости вращения вертушки, при этом существенно, что скорость поступления импульсов не зависит от указанных выше источников погрешностей, свойственных обычным индукционным анемометрам. Однако электрическая схема усложняется, становится подобной рассмотренной выше схеме фотоэлектронного анемометра.

Магнит индукционного анемометра может использоваться также для периодического замыкания вакуумного реле, управляющего импульсной схемой.

Осреднение показаний вращающихся анемометров

Как правило, результаты измерений, выполненных с помощью вращающихся анемометров, используют для характеристики интервалов времени, равных нескольким минутам или нескольким десяткам минут, причем основной, а нередко и единственной характеристикой скорости воздушного потока является ее среднее значение за исследуемый интервал времени. В таких случаях рационально применение приставок к анемометрам, позволяющих получать непосредственно среднее значение скорости вращения вертушек за заданный интервал. Эти приставки могут подключаться к датчикам наряду с рассмотренными выше измерительными схемами, что позволяет одновременно регистрировать значения скорости через малые и большие промежутки времени.

В качестве примера на рис. 4.9 изображена приставка к фотоэлектрическому анемометру с тиратронной счетной схемой. В этом случае над тиратронами укрепляются фотоспротивления, каждое из которых управляет цепью электромагнита, делающего отметку на дискретно перемещающейся бумаге. Такая

приставка позволяет подсчитать число импульсов в той или иной системе исчисления. Она является цифровой счетной машиной.

Электрическая цепь замыкается на короткие промежутки вре-

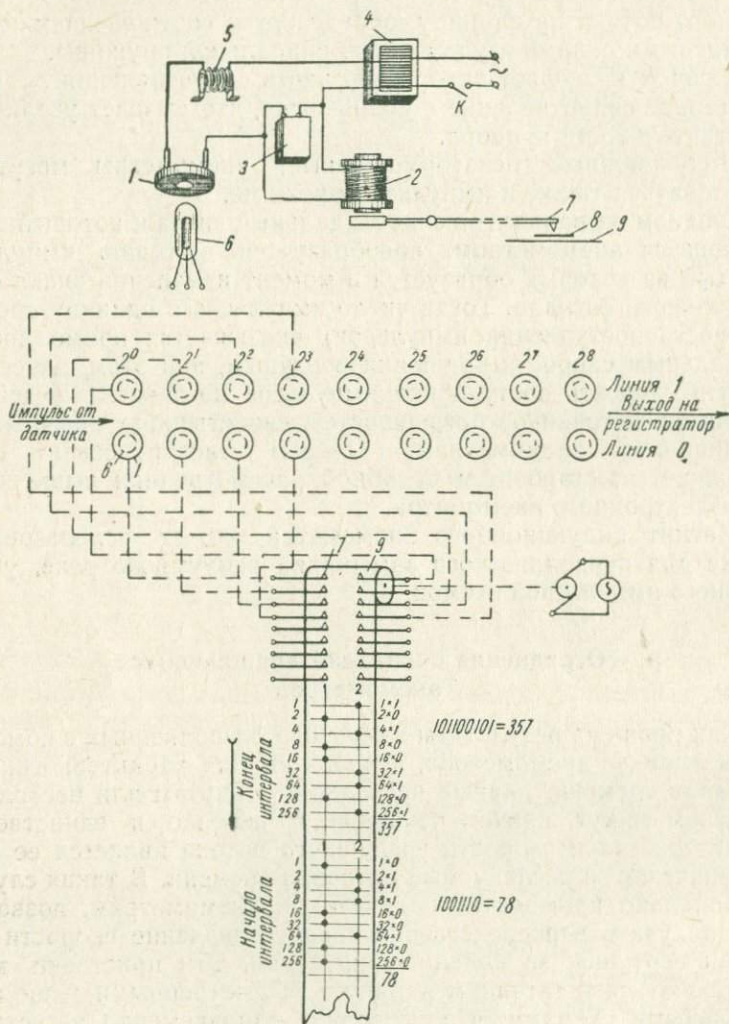


Рис. 4.9. Электрическая интегрирующая приставка к фотоэлектронному анемометру

мени в начале и в конце интервала осреднения, достаточные для срабатывания электромагнитов.

Если замкнуть и затем разомкнуть ключ K , то по цепи, составленной из фотосопротивления 1, электромагнита 2, шунтиру-

ющей емкости 3, трансформатора 4 и выпрямителя 5, пройдет импульс тока, амплитуда которого может иметь два дискретных значения, определяющихся тем, горит или не горит тиратрон 6, над которым установлено фотоспротивление. В первом случае электромагнит 2 срабатывает, и стрелка 7, ударив по красящей ленте 8, даст отметку на бумаге 9, во втором случае отметки не будет.

Если одновременно замыкать цепи всех электромагнитов, то в случае бинарной счетной схемы в каждой паре стрелок, соответствующих парам тиратронов в счетных ячейках, одна из стрелок сделает отметку, другая — нет; причем, сравнив отметки в начале и в конце выбранного интервала времени, можно определить, какое количество импульсов прошло на вход счетной схемы за этот интервал, что при фиксированном значении интервала времени однозначно определяет среднюю скорость вращения вертушки. Так, на рис. 4.9 в начале интервала на ленте была отметка 78 импульсов, в конце интервала — 357 импульсов. Таким образом, в течение выбранного интервала времени имело место $357 - 78 = 279$ импульсов.

В случае двоичной (бинарной) счетной схемы ответ получается в двоичной системе исчисления. Если применяется декадная счетная схема, то и ответ получается в десятичной системе.

Выше при рассмотрении приставок подразумевалось, что средняя скорость вращения вертушек однозначно связана со средней скоростью воздушного потока. В соответствии с результатами, полученными в начале настоящего параграфа, это справедливо лишь в тех случаях, когда коэффициент инерции вертушки значительно меньше периодов пульсаций воздушного потока. В противном случае шкала приставки, рассчитанная в предположении ламинарности потока, оказывается неточной, что следует иметь в виду как при выборе аппаратуры, предназначенной для решения той или иной задачи, так и при оценке результатов измерений.

На рис. 4.9 показан один из вариантов приставки. Укажем на некоторые из возможных изменений в схеме. «Чтение» может быть выполнено без фотоспротивлений над тиратронами. «Опрос» фотоспротивлений можно заменить непосредственным опросом самих тиратронов. В таком случае реле подключается к катодным сопротивлениям, с которых снимается сигнал. Если тиратрон горит — сигнал на сопротивлении есть, он усиливается и подается в цепь реле. На катодном сопротивлении негорящего тиратрона сигнал отсутствует — в этом случае реле не срабатывает.

Другое изменение в схеме может быть связано с тем, что линейка перед опросом автоматически устанавливается в положение, при котором все тиратроны линии 1 гасятся.

Опрос может выполняться только по одной из линий, напри-

мер по линии *I*. Наконец, с помощью одного реле можно опросить всю линейку. В таком случае оно подключается поочередно к различным ячейкам; синхронно с переключением реле перемещается бумага, на которой выполняется регистрация (см. гл. V).

Сравнительная оценка различных типов вращающихся анемометров

Сравнение различных типов вращающихся анемометров может быть проведено по следующим основным характеристикам: стабильность показаний, интервал осреднения, степень сложности прибора и его эксплуатации, возможность выполнения измерений на значительном расстоянии, возможность автоматизации прибора. Совокупность этих характеристик определяет точность, которая может быть достигнута при решении поставленной задачи с помощью того или иного типа вращающегося анемометра: тем самым определяется и область применения прибора.

Как уже указывалось, показания анемометра тем стабильнее, особенно при небольших скоростях ветра, чем ниже порог скорости его, что при заданных параметрах вертушки определяется величиной сил трения в анемометре. С этой точки зрения наибольшие возможности предоставляют анемометры, в датчиках которых отсутствуют трущиеся части. Наибольшее трение имеет место в анемометрах с механическими счетчиками. Однако такие анемометры являются наиболее простыми, не требующими к тому же источников электрического питания.

Стабильность показаний анемометра зависит также от того, насколько стабильны электрические и магнитные характеристики схемы и насколько их изменение сказывается на показаниях прибора. Наибольшее изменение указанных характеристик и влияние их изменения на показания имеет место в индукционных анемометрах, особенно с заторможенным диском. Наоборот, в контактных, фотоэлектрических и генераторных анемометрах подобная зависимость практически отсутствует.

Интервал осреднения зависит от характера ветрового поля, инерционных характеристик вертушек и типа счетного устройства. О первых двух характеристиках говорилось в начале настоящего параграфа; они должны соответствовать друг другу. Соответствовать им должен и тип счетного устройства анемометра. Минимальный интервал осреднения результатов измерения по контактным и фотоэлектрическим анемометрам равен времени между двумя последующими срабатываниями счетного устройства. Максимальный интервал осреднения принципиально не ограничен. При этом следует иметь в виду, что чем меньшее количество раз срабатывает счетное устройство в течение выбранного отрезка времени, тем больше ошибка в конечном результате за счет неточного определения интервала времени.

Интервал осреднения индукционного анемометра с электроизмерительным прибором определяется, наряду с инерцией вертушки, колебаниями амплитуды электрического сигнала, обусловленными конструкцией генератора, свойствами выпрямителя и инерцией оконечного электроизмерительного прибора. Схема может быть сконструирована таким образом, что искажающее влияние электрической части прибора будет мало. Тогда такой прибор даст возможность получать представление о порывистости ветра, что в ряде случаев чрезвычайно важно.

Порывистость ветра может быть измерена также с помощью фотоэлектрического или генераторного вращающегося анемометра, если в его схему включить счетчик скорости поступления импульсов. Подобные счетчики рассматриваются в гл. VII.

Возможность применения аэрофизических приборов, в частности вращающихся анемометров, для целей дистанционных измерений рассматривается в гл. VIII. Сейчас лишь укажем, что наименьшие искажения результатов измерений при передаче на расстояние имеют место при применении анемометров с импульсными сигналами, наибольшие — при индукционных, в которых мерой скорости является амплитуда сигнала.

§ 4.2. ЗАТОРМОЖЕННЫЕ АНЕМОМЕТРЫ

Принцип действия заключается в следующем. Датчик заторможенного анемометра под действием воздушного напора стремится повернуться вокруг некоторой оси. Повороту противодействуют силы упругости, создающиеся спиральной пружиной либо самой осью, которая в этом случае выполняется в виде тонкостенной металлической трубки, закрепленной своим нижним концом на достаточно массивном основании. В первом случае максимальный поворот датчика, возникающий под действием ветра, составляет угол от нескольких градусов до нескольких десятков градусов и измеряется с помощью автоматически синхронизирующихся устройств. Во втором случае поворот датчика ничтожен, он фиксируется с помощью высокочувствительных тензометров, датчики которых укрепляются непосредственно на трубчатой оси анемометра. Таким образом, в обоих случаях измеряется деформация пружины или трубки. В связи с этим рассматриваемые анемометры называются также деформационными.

Заторможенные анемометры выдерживают большой срок эксплуатации при измерении больших скоростей ветра. Другой важной их особенностью является малая инерционность, особенно анемометров с деформирующейся осью, в связи с чем заторможенные анемометры могут применяться для измерения пульсации воздушных потоков. Так, например, известны заторможенные анемометры с трубчатой осью, обладающие коэффициентом инерции $0,1 \text{ сек}$ и даже несколько меньше. Построить достаточно

прочные вращающиеся анемометры с подобной инерцией не удается. Зато по устойчивости градуировки заторможенные анемометры значительно уступают лучшим образцам вращающихся анемометров, в частности контактному и фотоэлектрическому.

Рассмотрим устройство заторможенных анемометров. На рис. 4.10 показан датчик анемометра с трубчатой осью; на рис. 4.11 — схема крепления тензодатчиков на оси, на рис. 4.12 —

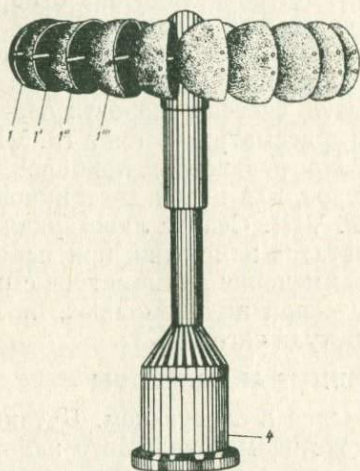


Рис. 4.10. Датчик заторможенного анемометра с трубчатой осью

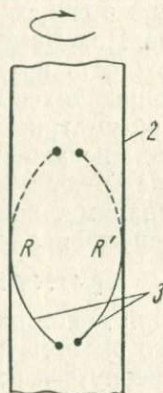


Рис. 4.11. Схема крепления проволочных тензодатчиков

принципиальная электрическая схема. Датчик представляет собой осесимметричную систему стержней, на концах которых укреплены полушария $1, 1', 1'', 1'''$ и т. д. Осью системы является тонкостенная металлическая трубка 2, на внешней поверхности которой укреплены проволочные тензодатчики 3. Система стержней жестко укреплена на верхней части трубки 2, которая нижней своей частью жестко закреплена на основании 4. Деформация кручения, возникающая в трубчатой оси под действием ветра, вызывает удлинение проволочного сопротивления R и укорачивание проволочного сопротивления R' . Если сопротивления включены в смежные плечи моста, то реакция последнего будет определяться степенью деформации кручения трубчатой оси, что в свою очередь определяется скоростью воздушного потока, обтекающего датчик. Сведению к минимуму влияния температуры датчика на показания анемометра способствует, во-первых, применение для изготовления тензодатчиков материалов с малыми температурными коэффициентами сопротивления и модуля уп-

ругости, во-вторых, применение для изготовления трубчатой оси материалов с температурным коэффициентом расширения, близким по величине к такому же коэффициенту для тензодатчиков, и в-третьих, применение схемы моста со смежными рабочими плечами.

Плечи R_1 и R_1' могут также укрепляться на оси анемометра. Тогда все четыре плеча моста являются рабочими.

Ток разбаланса усиливается до необходимого уровня (если это необходимо), например, с помощью электронного усилителя ЭУ и подается на электроизмерительный прибор Г, в качестве которого обычно применяется шлейфовый осциллограф.

Чувствительность заторможенного анемометра с тензометрами зависит от большого числа параметров — электрических и механических. Чтобы оценить их роль, напишем тождество применительно к схеме, изображенной на рис. 4.12, но без усилителя и с одной рабочей тензометрической нитью R :

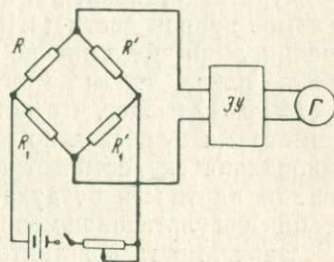


Рис. 4.12. Электрическая схема заторможенного анемометра с тензометрами

$$\frac{dN}{dV} = \frac{dN}{di} \frac{di}{dR} \frac{dR}{dl} \frac{dl}{dP} \frac{dP}{dM} \frac{dM}{dV}, \quad (4.47)$$

где N — положение указателя выходного прибора (гальванометра или осциллографа);

V — скорость ветра;

i — сила тока в гальванометре;

l — длина тензометрической нити;

R — ее сопротивление;

M — момент аэродинамических сил, разворачивающих датчик;

P — усилие, растягивающее нить, оно возникает в результате действия момента сил M .

Раскроем смысл сомножителей в (4.47). Первый из них равен величине, обратной цене деления гальванометра в амперах. Второй сомножитель может быть найден из уравнения (2.70), третий — из уравнения (1.17), четвертый — из закона Гука:

$$\frac{dl}{dP} = \frac{l}{Es}, \quad (4.48)$$

где E — модуль упругости материала нити;

s — площадь сечения нити.

Величина пятого сомножителя определяется геометрическими размерами и упругими свойствами оси датчика. Наконец, шестой

сомножитель может быть найден путем дифференцирования по V левой части уравнения (4.7), причем для заторможенного датчика момент сил трения, скорость и ускорение поворота должны быть положены нулю.

Подставив значения сомножителей в (4.47), получим

$$\frac{dN}{dV} = \frac{UR(1+2\mu)}{4C_a R_1(R_r + R_1)l} \frac{dP}{dM} \rho V \sum_{i=1}^n R_{пл} c_i s \cos^2 \varphi_i. \quad (4.49)$$

При подстановке третьего сомножителя опущено первое слагаемое правой части (1.18), так как его вклад сравнительно невелик, а при подстановке шестого сомножителя изменено обозначение плеча, чтобы не путать плечо и сопротивление. Уравнение (4.49) показывает, что шкала заторможенного анемометра с тензомерами существенно нелинейная — чувствительность пропорциональна скорости ветра. Кроме того, чувствительность зависит от плотности воздуха, что следует учитывать при интерпретации результатов измерений.

Зависимость чувствительности от электрических параметров, которая выявляется уравнением (4.49), такая же, как для всех рассмотренных выше мостовых схем, и поэтому дополнительного анализа не требует. Заметим лишь, что применение двух тензометрических нитей позволяет вдвое увеличить чувствительность, а использование усилителей в схеме — применять выходные гальванометры с небольшим значением цены деления, но зато сравнительно короткопериодных (с малой постоянной времени).

Размер полушарий, их число, параметры трубчатой оси обычно подбирают экспериментально, руководствуясь при этом формулой (4.49) и дополнительно следующими соображениями: увеличение $R_{пл}$ способствует увеличению момента сил, поворачивающих датчик; при этом, однако, датчик становится более громоздким и более инерционным. Увеличение числа чашек способствует уменьшению зависимости показаний анемометра от направления воздушного потока, что весьма ценно, ибо в противном случае результаты измерений будут несколько неопределенными. Однако при очень большом числе чашек они начинают затенять друг друга от ветра, и чувствительность анемометра снижается [сумма в правой части (4.49) как функция N оказывается величиной экстремальной]. Увеличение длины, уменьшение диаметра и толщины трубчатой оси способствуют увеличению не только чувствительности анемометра (увеличивают $\frac{dP}{dM}$), но и инерционности. При выборе параметров трубчатой оси учитывается необходимость запаса прочности, а также возможность укрепления на ней тензодатчиков. Очевидно, что наиболее надежно могут быть укреплены тензодатчики на трубе большого диаметра. О выборе самих тензодатчиков см. гл. I.

Из сказанного ясно, что при выборе параметров датчика заторможенного анемометра встречаются с рядом требований, в значительной мере противоречащих друг другу. Выбор оптимальных параметров осуществляется в соответствии с конкретными условиями задачи, для решения которой предназначен прибор.

Датчик анемометра может затормаживаться также спиральной пружиной. В таких случаях систему стержней с полушариями насаживают на ось автосина-датчика. Повороту оси противодействует спиральная пружина, одним концом жестко скрепленная с корпусом прибора, а другим — с осью автосина-датчика. Синхронно с автосином поворачивается автосин-приемник на приемной стороне. С его осью связана стрелка, оканчивающаяся «катающимся» пером такого же устройства, как в рассматривавшемся выше регистраторе индукционного анемометра. С осью автосина-приемника могут быть связаны устройства, сигнализирующие о достижении того или иного значения скорости.

Наконец, датчик может тормозиться или даже не только тормозиться, но и возвращаться в исходное положение, соответствующее нулевой скорости, электрическими силами, балансирующими динамическое давление.

§ 4.3. ИЗМЕРИТЕЛИ НАПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ПОТОКОВ

Приборы, предназначенные для измерения направления воздушных потоков, принято называть румбометрами. Датчики направления могут быть поворачивающимися или неподвижными. В качестве поворачивающихся датчиков применяются следующие:

1. Хорошо обтекаемые тела, которые ориентируются воздушным потоком. Примером такого рода датчиков являются флюгарки.

2. Датчики скорости, чувствительные к изменению ориентации потока и сочлененные со следящими системами, устанавливающими их в направлении максимума или минимума реакции на скорость. Из рассмотренных выше датчиков могут применяться пневматические, ионизационные (см. гл. VII) и тепловые (см. § 4.4).

3. Кинематически связанные между собой два датчика скорости, чувствительные к изменению ориентации потока, в которых развиваются одинаковые, но противоположно направленные усилия, благодаря чему такая система ориентируется в соответствии с направлением потока. Примером могут служить виндрозы.

Примером неподвижного датчика может быть система нескольких микрофонов, расставленных симметрично в исследуемом пространстве. Разница в реакции микрофонов на динамиче-

ское давление, развиваемое различно направленными потоками, позволяет судить о том, как ориентированы потоки относительно микрофонов.

Направление потока обычно отсчитывают от какого-либо фиксированного направления, например от направления «север—юг». Шкалой обычно служит окружность, разделенная на градусы и размеченная по направлению движения часовой стрелки. Сам датчик может одновременно быть и указателем. В таком случае шкала располагается непосредственно у датчика. В том случае, когда требуется выполнять измерения на расстоянии, применяются различного рода дистанционные передачи. Наибольшее распространение в качестве датчиков направления получили флюгарки. Типовая флюгарка показана на рис. 4.13. Форму и размеры флюгарок подбирают исходя из заданных значений чувствительности и инерции. Чувствительность флюгарки к изменению направления определяется соотношением между моментом сил динамического давления воздушного потока на оперение флюгарки и силами трения, возникающими при повороте флюгарки. Чем относительно меньше момент сил трения,

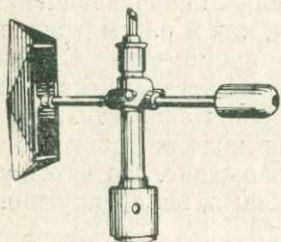


Рис. 4.13. Флюгарка

тем меньше изменение направления потока в состоянии зафиксировать румбометр с датчиком-флюгаркой. Так как динамическое давление возрастает с увеличением скорости потока, то и чувствительность флюгарки оказывается тем выше, чем больше скорость потока.

При уменьшении скорости наступает предел, когда флюгарка перестает реагировать на изменение направления. Такая скорость называется *порогом румбометра* (или порогом анеморумбометра по направлению). Очевидно, что определение порога связано с величиной заданной погрешности измерения направления: чем меньше заданная погрешность, тем при прочих равных условиях большим следует считать порог румбометра. Чтобы получить представление о характере инерционных искажений, которые имеют место при измерении направления воздушных потоков, проанализируем уравнение движения флюгарки. Основными силами, действующими на флюгарку в воздушном потоке, являются следующие:

силы инерции, момент которых может быть представлен как

$$K \frac{d^2\varphi}{dt^2},$$

где K — момент механической инерции флюгарки относительно оси поворота;

φ — угол поворота флюгарки;
 τ — время;
 силы трения, момент которых

$$k_1 \frac{d\varphi}{d\tau},$$

где k_1 — коэффициент трения;

силы динамического давления, момент которых (восстанавливающий или стабилизирующий)

$$k_2 [\varphi - \varphi_B],$$

где k_2 — коэффициент динамического давления;

$\varphi - \varphi_B$ — угол поворота флюгарки относительно направления воздушного потока;

силы аэродинамического сопротивления (демпфирования)

$$k_3 \frac{d}{d\tau} [\varphi - \varphi_B],$$

где k_3 — коэффициент аэродинамического сопротивления.

Достаточно полное исследование k_2 и k_3 для флюгарок или других датчиков не было выполнено. Сравнивая флюгарки со значительно более полно исследованными рулями самолетов, можно сделать заключение о том, что оба коэффициента должны возрастать с увеличением скорости потока, причем первый значительно быстрее, чем второй. Оба примерно пропорциональны площади оперения флюгарки, оба возрастают по мере увеличения расстояния между осью вращения и центром тяжести оперения, однако законы возрастания у них должны быть различными. Наконец, оба они существенно зависят от формы флюгарки.

Ниже будет показано, как зависит характер движения флюгарки от упомянутых коэффициентов. Знание этой зависимости позволяет оценивать инерционные искажения, которые вносятся флюгаркой при измерениях, и в ряде случаев вводить поправки на инерцию.

Чтобы получить уравнение движения флюгарки, необходимо приравнять нулю сумму всех действующих на нее сил:

$$K \frac{d^2\varphi}{d\tau^2} + k_2 (\varphi - \varphi_B) + k_1 \frac{d\varphi}{d\tau} + k_3 \frac{d}{d\tau} (\varphi - \varphi_B) = 0. \quad (4.50)$$

Рассмотрим два случая: в обоих случаях скорость воздушного потока, от величины которой зависят k_2 и k_3 , постоянна.

В первом случае постоянно также и направление потока, во втором случае оно периодически меняется. В первом случае будем отсчитывать направления флюгарки от воздушного потока.

Тогда, положив $\varphi_n=0$, получим линейное однородное уравнение второго порядка:

$$K \frac{d^2\varphi}{d\tau^2} + k \frac{d\varphi}{d\tau} + k_2\varphi = 0, \quad (4.51)$$

где

$$k = k_1 + k_3. \quad (4.52)$$

Характеристическое уравнение

$$Kx^2 + kx + k_2 = 0. \quad (4.53)$$

имеет корни

$$x_{1,2} = \frac{k}{2K} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{k}{K}\right)^2 - 4 \frac{k_2}{K}}. \quad (4.54)$$

Ограничимся решением уравнения (4.51) для того случая, когда подкоренное выражение меньше нуля. Это будет соответствовать относительно слабому демпфированию и соответственно периодическому движению флюгарки.

Предположим, что в начальный момент времени флюгарка отклонена от направления потока на угол φ_0 , а начальная скорость движения флюгарки равна нулю. Тогда решение (4.51) примет вид

$$\varphi = \varphi_0 e^{-\frac{\tau}{\lambda}} \cos\left(\frac{2\pi}{p_c} \tau + \psi\right), \quad (4.55)$$

где

$$\lambda = 2 \frac{K}{k}, \quad (4.56)$$

$$p_c = \frac{4\pi}{\sqrt{\frac{k_2}{K} - \left(\frac{k}{K}\right)^2}}, \quad (4.57)$$

$$\operatorname{tg} \psi = \sqrt{4 \frac{k_2 K}{k^2} - 1}. \quad (4.58)$$

Коэффициент λ характеризует затухание колебаний, назовем его коэффициентом инерции флюгарки. Он численно равен времени, в течение которого амплитуда свободных колебаний флюгарки уменьшится в e раз (при постоянных скорости и направлении потока). Если для термометров с нулевой теплоемкостью (см. гл. II) коэффициент инерции равен нулю, то для движущихся тел (флюгарок, вертушек, рамок гальванометров) инерция стремится к нулю по мере уменьшения момента механической инерции.

Как уже указывалось выше, коэффициент k , характеризующий в основном аэродинамическое сопротивление, увеличивается с увеличением скорости потока. Соответственно инерция флюгарок уменьшается. Из формулы (4.56) следует, что инерция флюгарки тем меньше, чем она легче (малые K) и чем больше аэродинамическое сопротивление (большие k_3).

При оценке величины p_c — периода свободных (собственных) колебаний — следует иметь в виду два обстоятельства. Во-первых, высокая точность измерения направления потока может быть получена лишь при условии, если силы трения, являющиеся наименее стационарными, сравнительно малы ($k_1 \ll k_3$). Во-вторых, обычно для флюгарки $k \approx k_3 \ll \sqrt{Kk_2}$. В этом случае

$$p_c = 2\pi \sqrt{\frac{K}{k_2}}. \quad (4.59)$$

Из уравнения (4.57) и (4.59) следует, что собственный период колебаний флюгарки тем меньше, чем меньше момент механической инерции и чем больше восстанавливающий момент. Так,

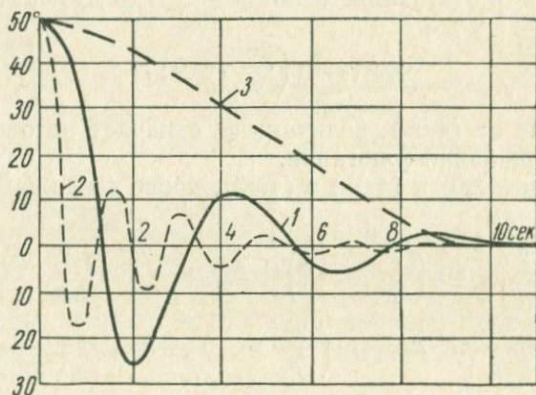


Рис. 4.14. Характер движения датчиков направления потоков:

1 — флюгарка; 2 — бифлюгарка; 3 — виндроза

например, увеличение площади оперения при одновременном уменьшении веса флюгарки существенно уменьшает период.

Выше указывалось, что величина k_2 возрастает с увеличением скорости потока; в первом приближении ее следует считать прямо пропорциональной скорости. Соответственно собственный период колебаний примерно обратно пропорционален скорости потока, т. е. с увеличением скорости пропорционально убывает.

Инерционные характеристики флюгарок зависят от формы флюгарок. На рис. 4.14 показан характер движения трех различ-

ных датчиков направления примерно одинакового размера и массы при скорости воздушного потока 2 м/сек. В исходный момент и датчики отклонены на угол 50° от направления потока.

Если аэродинамическое затухание настолько велико, что подкоренное выражение в (4.54) становится равным нулю или оказывается даже больше нуля, то движение датчика направления становится аperiodическим. Совершая колебания, датчик асимптотически приближается к положению равновесия, устанавливаясь по ветру. Такой характер движения имеет, например, рассмотренный ниже датчик, так называемая виндрога.

Переходим к рассмотрению второго случая. Будем отсчитывать углы от среднего направления воздушного потока. Предположим, что поток меняет направления периодически по закону

$$\varphi_{в} = \varphi_{в,0} \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau\right). \quad (4.60)$$

Легко понять, что при периодически меняющемся направлении потока флюгарка будет совершать периодические колебания с тем же периодом, что и направление потока, но с искаженной амплитудой и с отставанием по фазе. Будем искать решение (4.60) в виде

$$\varphi = \varphi_0 \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau - \psi\right), \quad (4.61)$$

где, в отличие от (4.55), величина φ_0 означает не отклонение, а амплитуду колебаний флюгарки.

Подставив (4.60) и (4.61) в (4.50), после несложных преобразований получим

$$\begin{aligned} & -K\varphi_0\left(\frac{2\pi}{p}\right)^2 \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau - \psi\right) + k_2\varphi_0 \frac{2\pi}{p} \cos\left(\frac{2\pi}{p} \tau - \psi\right) - \\ & - k_2\varphi_{в,0} \frac{2\pi}{p} \cos \frac{2\pi}{p} \tau + k_3\varphi_0 \sin\left(\frac{2\pi}{p} \tau - \psi\right) - k_3\varphi_{в,0} \sin \frac{2\pi}{p} \tau = 0. \end{aligned} \quad (4.62)$$

Положив $\frac{2\pi}{p} \tau - \psi = 0$, затем $\frac{2\pi}{p} \tau - \psi = \frac{\pi}{2}$, получим два уравнения с двумя неизвестными φ_0 и ψ . Решив эти уравнения, получим

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{k_1 k_2 \frac{2\pi}{p} + K k_3 \left(\frac{2\pi}{p}\right)^2}{(k_1 + k_2) k_3 \left(\frac{2\pi}{p}\right)^2 + k_2 \left[k_2 - K \left(\frac{2\pi}{p}\right)^2 \right]}, \quad (4.63)$$

$$\frac{\varphi_0}{\varphi_{в,0}} = \frac{k_3 \frac{2\pi}{p} + k_2 \operatorname{tg} \psi}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \psi} (k_1 + k_3) \frac{2\pi}{p}}. \quad (4.64)$$

Если пренебречь сопротивлением (аэродинамическим и трения), т. е. положить $k_1 = k_3 = 0$, то основное уравнение движения флюгарки запишется в виде

$$K \frac{d^2\varphi}{d\tau^2} + k_2(\varphi - \varphi_B) = 0. \quad (4.65)$$

Учитывая (4.60) и (4.61), получим в этом случае

$$\left[k_2 - K \left(\frac{2\pi}{p} \right)^2 \right] \varphi_0 \sin \left(\frac{2\pi}{p} \tau - \psi \right) = k_2 \varphi_{B,0} \sin \frac{2\pi}{p} \tau. \quad (4.66)$$

Положив сначала $\frac{2\pi}{p} \tau - \psi = 0$, затем $\frac{2\pi}{p} \tau - \psi = \frac{\pi}{2}$, получим соответственно два уравнения:

$$k_2 = \frac{\varphi_{B,0}}{\varphi_0} \sin \psi = 0, \quad (4.67)$$

$$k_2 \frac{\varphi_{B,0}}{\varphi_0} \cos \psi = k_2 - K \left(\frac{2\pi}{p} \right)^2. \quad (4.68)$$

Из (4.67) следует, что $\psi = 0$. Подставляя в (4.68) $\psi = 0$, получим

$$\frac{\varphi_0}{\varphi_{B,0}} = \frac{k_2 p^2}{k_2 p^2 - K (2\pi)^2}. \quad (4.69)$$

Последнее выражение легко исследовать. Положим $p \rightarrow 0$, тогда $\frac{\varphi_0}{\varphi_{B,0}} \rightarrow 0$. Это означает, что очень быстрые колебания направления флюгарки не воспринимает. Если же $p \rightarrow \infty$, то $\varphi \rightarrow \varphi_B$ (так как $\frac{\varphi_0}{\varphi_{B,0}} \rightarrow 1$ и $\text{tg } \psi = 0$). Это означает, что при достаточно большом периоде колебаний направления воздушного потока флюгарка в точности следует за воздушным потоком, повторяя изменения его направления.

Легко заметить, что при некотором значении p функция $\frac{\varphi_0}{\varphi_{B,0}}$ терпит разрыв. Это значение p можно найти, приравняв нулю знаменатель правой части уравнения (4.69):

$$k_2 p^2 - K (2\pi)^2 = 0,$$

откуда

$$p = 2\pi \sqrt{\frac{K}{k_2}}. \quad (4.70)$$

Но это не что иное, как период собственных колебаний флюгарки при отсутствии сопротивления [см. (4.59)]. При этом $\frac{\varphi_0}{\varphi_{B,0}} \rightarrow \infty$, т. е. амплитуда колебаний флюгарки неограниченно

возрастает. Таким образом, при отсутствии сопротивления движению и при равенстве периода ветра периоду собственных колебаний флюгарки наступает явление резонанса. Практически при наличии аэродинамического сопротивления максимум отношения амплитуд колебаний флюгарки и ветра достигает ограниченных значений и притом при $\frac{p}{\rho c}$, несколько большем единицы. Это значение ρc можно найти, приравняв нулю производную

$$\frac{d}{dp} \left(\frac{\varphi_0}{\varphi_{в,0}} \right) = \frac{d}{dp} \left[\frac{k_3 \frac{2\pi}{p} + k_2 \operatorname{tg} \psi}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \psi (k_1 + k_3) \frac{2\pi}{p}}} \right] = 0. \quad (4.71)$$

На рис. 4.15 показан типовой инерционный график, полученный для одной из флюгарок при скорости воздушного потока 10 м/сек. Подобный график позволяет оценить возможности данной флюгарки. Он показывает, какие колебания в точности воспроизводятся флюгаркой ($\varphi_0 = \varphi_{в,0}$), какие не воспроизводятся вовсе ($\varphi_0 \ll \varphi_{в,0}$) и какие существенно искажаются ($\varphi_0 \gg \varphi_{в,0}$). Пунктиром показано соотношение амплитуд колебаний ветра и флюгарки при отсутствии сопротивления — аэродинамического и трения.

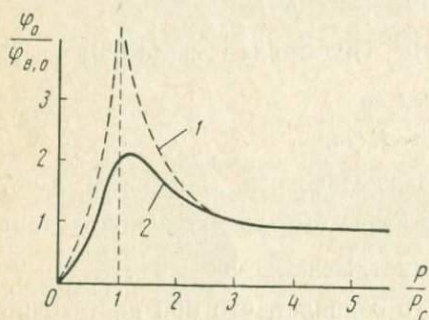


Рис. 4.15. Типовой график соотношения амплитуд колебаний ветра и флюгарки: 1 — при отсутствии сопротивления; 2 — реальный датчик

выше параметров, определяющих их инерцию. С этой целью определяют период и скорости затухания свободных колебаний при различных скоростях воздушного потока, в том числе и при нулевой скорости, т. е. в спокойном воздухе, когда аэродинамическим сопротивлением можно пренебречь. По этим величинам, как легко видеть из (4.56) и (4.57), можно определить искомые параметры.

На рис. 4.16 изображена так называемая виндроза. Она представляет собой две вертушки (ветровые колеса) 1 и 2, насаженные на одну горизонтальную ось. Под действием ветра виндроза устанавливается таким образом, что ось, соединяющая колеса, оказывается перпендикулярной вектору скорости ветра.

Виндроза отличается от флюгарок прежде всего большим восстанавливающим моментом и соответственно большой чувствительностью. Виндроза характеризуется также большим аэродинамическим сопротивлением и соответственно большой инерцией. Поворот виндрозы вслед за поворотом потока носит аperiodический характер (см. рис. 4.14).

Простейшим румбометром является контактный измеритель направления ветра. В таком приборе с датчиком направления скреплен ползунок, который скользит по контактным пластинам — ламелям, расположенным по окружности. Каждая из ламелей соединена с лампочкой в указателе. Общий провод идет от ламели к источнику тока и соединяется со всеми лампочками в регистраторе. Если ползунок касается одновременно двух ламелей, то загораются две лампочки сразу. Таким образом, с помощью восьми ламелей и восьми лампочек можно отмечать положение флюгарки не только по направлению основных восьми румбов, но и по промежуточным направлениям.

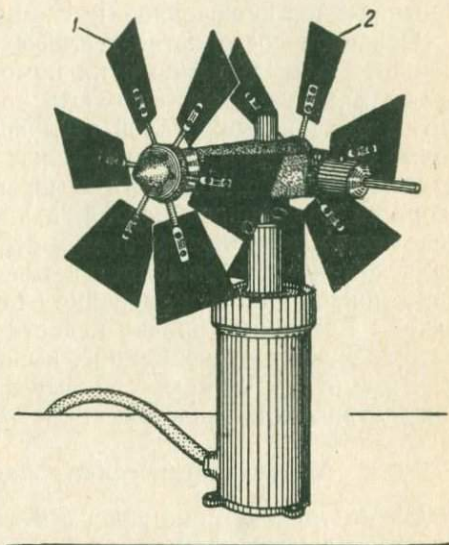


Рис. 4.16. Виндроза

Для одновременного измерения колебаний направления горизонтальной и вертикальной составляющих воздушного потока применяются так называемые бифлюгарки — флюгарки с двумя степенями свободы и кольцевым стабилизатором. Такая флюгарка может поворачиваться вокруг взаимно перпендикулярных осей, совпадающих с осями датчиков автоматически синхронизирующихся систем, в качестве которых могут применяться, например, бесконтактные автосины-датчики.

На приемной стороне могут устанавливаться автосины-приемники, передающие движение на перья самописцев (режим синхронизации) или электроизмерительные приборы (режим индикации). В качестве электроизмерительных приборов в режиме индикации применяются шлейфовые осциллографы либо приставки, позволяющие непосредственно определять структурные характеристики (см. гл. VI).

§ 4.4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ТЕПЛОВЫЕ АНЕМОМЕТРЫ

Электрические тепловые анемометры основаны на зависимости между скоростью воздушного потока и интенсивностью теплоотдачи тела, нагретого электрическим током и помещенного в поток. Ниже будут рассмотрены два вида тепловых анемометров: термоэлектрические, в которых индикатором теплоотдачи служит термоэлектрический термометр, и анемометры сопротивления, в которых нагреваемое тело представляет собой термосопротивление, включенное в схему термометра сопротивления.

Основное достоинство тепловых анемометров связано с возможностью достижения с их помощью малой инерции. С этой целью датчики изготавливаются в виде тонких металлических нитей, обладающих малой тепловой инерцией (см. § 2.1). Тепловые анемометры предоставляют большую, чем анемометры других типов, возможность измерения отдельных составляющих скорости воздушного потока, в частности вертикальной. Наконец, иногда к тепловым анемометрам прибегают в связи с тем, что в отличие от большинства типов анемометров они не имеют движущихся частей, изменение силы трения в которых является одной из основных причин недостаточно устойчивой работы анемометров и преждевременного выхода их из строя.

Рассмотрим теорию тепловых анемометров на примере термоэлектрических тепловых анемометров.

Термоэлектрические тепловые анемометры

Схема такого анемометра с металлической нитью в качестве чувствительного элемента дана на рис. 4.17. Чувствительным

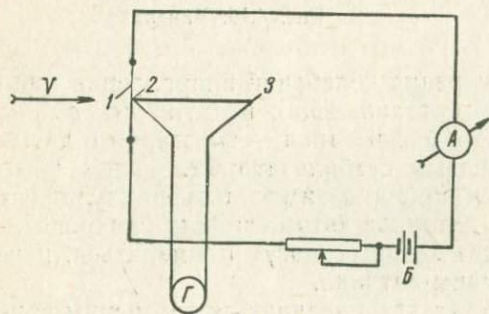


Рис. 4.17. Принципиальная схема термоэлектрического теплового анемометра

элементом служит нагреваемая электрическим током константовая нить 1, на которой укреплен один спай термопары 2. Другой спай термопары 3 принимает температуру воздуха. Источником тока нагрева служит батарея Б.

Если нить перпендикулярна воздушному потоку, то соотношение между скоростью его и

теплоотдачей нити потоку может быть выражено функцией чисел Нуссельта Nu , Рейнольдса Re и Прандтля Pr :

$$\varphi(Nu, Re, Pr) = 0. \quad (4.72)$$

Число Нуссельта

$$\text{Nu} = \frac{\alpha d}{\lambda}, \quad (4.73)$$

где α — коэффициент теплоотдачи;
 λ — коэффициент теплопроводности воздуха;
 d — диаметр нити.

Число Рейнольдса

$$\text{Re} = \frac{V d \rho}{\mu}, \quad (4.74)$$

где V — скорость воздушного потока;
 ρ — плотность воздуха;
 μ — коэффициент динамической вязкости воздуха (внутреннего трения).

Если ввести коэффициент кинематической вязкости воздуха

$$\nu = \frac{\mu}{\rho}, \quad (4.75)$$

то

$$\text{Re} = \frac{V d}{\nu}. \quad (4.74a)$$

Число Прандтля

$$\text{Pr} = \frac{\nu \rho c}{\lambda} = \frac{\mu c}{\lambda}, \quad (4.76)$$

где c — удельная теплоемкость воздуха.

Достаточно общее решение уравнения (4.72) остается пока неизвестным. Для нитей в потоке его обычно пишут в виде

$$\text{Nu} = n \text{Re}^m \text{Pr}^l, \quad (4.77)$$

где n и m — постоянные числа.

Величина l , по имеющимся опытным данным, лежит в пределах 0,3—0,4. Учитывая, что число Прандтля для воздуха в обычных условиях близко к единице, в практических расчетах в уравнении (4.76) множитель опускают. Тогда

$$\text{Nu} = n \text{Re}^m. \quad (4.78)$$

Величины n и m несколько зависят от числа Re . С практически достаточной степенью точности их можно считать постоянными в заданном диапазоне чисел Re (см. рис. 4.18). Коэффициент должен зависеть также от перепада температур нити и воздуха и от того, насколько турбулизирован набегающий поток.

Представление о том, насколько выполняется решение (4.78), можно получить из рассмотрения рис. 4.18, на котором показаны результаты многочисленных опытов, проведенных различными авторами для цилиндрических тел в воздушном потоке. Для не слишком больших интервалов Nu и Re решение (4.76) выполняется довольно хорошо: зависимость между $\lg Nu$ и $\lg Re$ близка к линейной. Для определения α по рис. 4.18 необходимо для

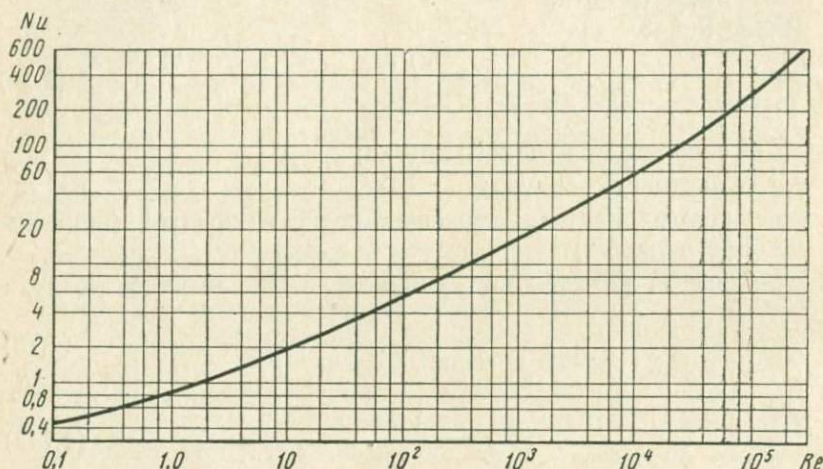


Рис. 4.18. Связь между числами Нуссельта и Рейнольдса для цилиндрических тел в воздушном потоке

исследуемого цилиндра сначала найти число Re , а затем по нему с помощью графика (рис. 4.18) — число Nu , по которому и находят α .

Если в решение (4.78) подставить значения Re и Nu из (4.74) и (4.77) и разрешить результат относительно α , то получим

$$\alpha = n \frac{\lambda}{d^{1-m}} \left(\frac{V\rho}{\mu} \right)^m. \quad (4.79)$$

Теплоотдача, отнесенная к единице длины нити, в πd раз больше. Если отнести теплоотдачу, кроме того, не к единичной разности между температурами нити и потока, а к разности температуры нити T и воздуха Θ , то

$$Q = \pi d (T - \Theta) \alpha = \pi l (T - \Theta) \lambda \left(\frac{Vd\rho}{\mu} \right)^m. \quad (4.80)$$

Если сопротивление единицы длины нити r и нить нагревается током i , то

$$Q = i^2 r. \quad (4.81)$$

Приравняв правые части (4.80) и (4.81) друг другу и разрешив результат относительно $T-\Theta$, получим

$$T-\Theta = \frac{i^2 r}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho} \right)^m. \quad (4.82)$$

Рис. 4.18 позволяет определить числа n и m для различных интервалов Nu и Re . При приближенной оценке применительно к тонким металлическим нитям принимают $n=0,81$ и $m=0,4$.

Из (4.82) следует, что если силу тока в цепи поддерживать постоянной (для этого в схеме, изображенной на рис. 4.17, предусмотрен реостат и амперметр Γ), то разность температур спаев термопары $T-\Theta$ при сравнительно небольших изменениях $\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\mu}{\rho} \right)^m$ для воздуха будет определяться практически лишь скоростью воздушного потока V . Термоток в цепи термопары измеряется гальванометром Γ , шкала которого для фиксированного значения $\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\mu}{\rho} \right)^m$ может быть проградуирована непосредственно в единицах скорости воздушного потока. Если величина $\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\mu}{\rho} \right)^m$ от измерения к измерению несколько меняется, то это изменение может быть учтено, если известны атмосферное давление и температура воздуха.

Найдем чувствительность электрического теплового анемометра, под которой будем понимать число, показывающее, на сколько делений сместится стрелка гальванометра при измерении скорости воздушного потока на единицу.

При разности температур спаев $T-\Theta$ в цепи термопары (см. § 2.2) возникает ток

$$I = \frac{e(T-\Theta)}{R_n + R_r}, \quad (4.83)$$

где e — табличная термо-э. д. с. данной пары, т. е. величина термо-э. д. с., соответствующая разности температур спаев 1° ;

R_n — сопротивление пары;

R_r — сопротивление гальванометра.

Подставив в (4.83) вместо $T-\Theta$ его значение из (4.82), получим силу тока в гальванометре, соответствующую скорости воздушного потока V ,

$$I = \frac{e}{R_n + R_r} \frac{i^2 r}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho} \right)^m. \quad (4.84)$$

Продифференцировав (4.84) по скорости, получим

$$\frac{dI}{dV} = - \frac{m e}{R_n + R_r} \frac{i^2 r}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{d \rho} \right)^m \frac{1}{V^{m+1}}. \quad (4.85)$$

Переходя от изменения силы тока I к смещению стрелки с помощью очевидного соотношения

$$\frac{dN}{dV} = \frac{1}{C_a} \frac{dI}{dV}, \quad (4.86)$$

где C_a — цена деления гальванометра в амперах, получим иско-
мое уравнение чувствительности

$$\frac{dN}{dV} = - \frac{me}{C_a(R_n + R_r)} \frac{i^2 r}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{d\rho} \right)^m \frac{1}{V^{m+1}}. \quad (4.87)$$

Как и следовало ожидать, чувствительность тем больше, чем больше сила тока накала i и чем чувствительнее гальванометр. Из (4.87) видно также, что чувствительность резко падает при увеличении скорости потока и, наоборот, резко возрастает при приближении скорости потока к нулю.

Если необходимо охватить измерениями большой диапазон скоростей, то в приборе предусматривается возможность дискретного изменения тока накала нити с целью изменения чувствительности [см. уравнение (4.87)]. Градуировочный график такого анемометра представляет собой серию кривых, каждая из которых соответствует той или иной силе тока накала.

Чтобы линеаризировать связь между изменением скорости воздушного потока и показаниями электроизмерительного прибора теплового анемометра, можно применить ряд приемов, в частности такой: электродвижущая сила, возникающая в цепи термодпары, подается не непосредственно на электроизмерительный прибор, а на сетку входной электронной лампы, электроизмерительный же прибор включается в выходной каскад. Если при работе с электронными лампами обычно используют линейные участки их характеристик, то в данной схеме, наоборот, используют криволинейные участки, причем подбирают смещение на лампах таким образом, чтобы большой чувствительности нитей к потоку (малой скорости потока) соответствовала бы малая крутизна характеристики лампы и, наоборот, малой чувствительности нитей к потоку (большие скорости) соответствовала бы большая крутизна характеристики. Применяя специальные лампы, так называемые лампы «варимю», с большой кривизной характеристик (с переменной крутизной характеристики), можно добиться почти полной линеаризации градуировочной кривой анемометра, что, во-первых, представляет большие удобства при обработке результатов измерений и, во-вторых, позволяет значительно расширить диапазон измерений скорости потока в сторону больших скоростей при неизменном токе накала нити.

Для измерения направления воздушного потока может быть применена схема, представленная на рис. 4.19. В этом случае одним источником тока B нагреваются две одинаковые нити 1 и 2,

расположенные под углом друг к другу. Термопара спаями 3, 4 прикреплена к нитям и измеряет разность их температур. Если вектор скорости ветра направлен по биссектрисе угла между нитями, то нити оказываются в точно одинаковых условиях охлаждения, и термоток в цепи термопары отсутствует. При наклоне

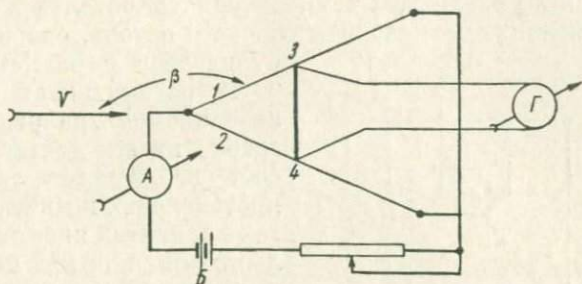


Рис. 4.19. Схема термоэлектрического измерителя направления воздушного потока

потока по отношению к биссектрисе угла между нитями условия охлаждения нитей становятся различными и в цепи термопары появляется ток, тем больший, чем больше наклон потока. Так как теплоотдача зависит и от вели-

чины потока, то связь между наклоном потока и термотоком оказывается неоднозначной, поэтому при градуировке строят серию кривых, каждая из которых дает связь между термотоком и наклоном потока при заданной скорости потока. На рис. 4.20 дана типовая зависимость теплоотдачи нагревой нити и силы тока в гальванометре от угла между нитью и потоком при постоянном значении скорости воздушного потока.

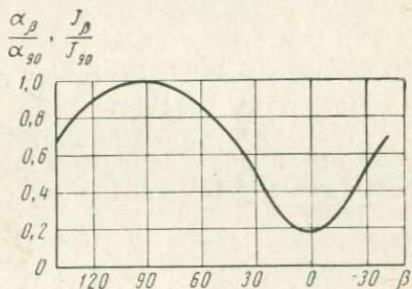


Рис. 4.20. Зависимость теплоотдачи нагревой нити α и силы тока в гальванометре I от угла β между нитью и вектором скорости потока при постоянном значении скорости

Анемометры сопротивления

Схема одного из вариантов анемометра сопротивления дана на рис. 4.21. Датчик скорости воздушного потока представляет собой систему двух платиновых нитей разной длины, нагреваемых электрическим током. Платиновые сопротивления R_1 и R_2 вместе с постоянными сопротивлениями R_3 и R_4 , источником питания B и гальванометром G составляют мост сопротивлений. Так

как платиновые нити являются смежными плечами моста, то такой мост сравнительно слабо реагирует на изменение температуры воздуха. В то же время он в полной мере реагирует на изменение скорости воздушного потока V , так как токи, протекающие по нитям R_1 и R_2 , отличаются друг от друга, благодаря чему они нагреваются до различных температур; теплоотдача же и ее изменение, вызванное изменением скорости потока, сильно зависит от нагрева нитей [см. (4.80)].

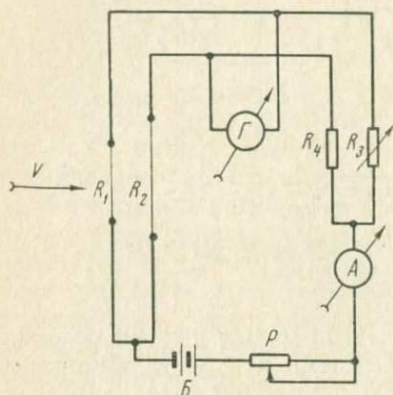


Рис. 4.21. Схема анемометра сопротивления

В рассматриваемом варианте анемометра разность нагрева нитей достигается за счет неравенства сил токов, протекающих по нитям. В других вариантах анемометров силы токов в нитях одинаковы, а различие в нагреве достигается за счет разности толщин нитей.

Количественный анализ работы анемометров сопротивления оказывается более сложным, чем термоэлектрических, в связи с тем, что в них меняется сопротивление нитей, причем это изменение обусловли-

вается не только изменением скорости воздушного потока, но и температуры воздуха.

Чтобы проанализировать работу анемометров сопротивления, рассмотрим сначала режим работы одной платиновой нити. Перепишем (4.82) в виде

$$t - t_B = \frac{i^2 r}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho} \right)^m, \quad (4.82a)$$

где t — температура нити и t_B — температура воздуха, отсчитанные от 0° .

Воспользовавшись законом изменения сопротивления нити в виде

$$r = r_0 (1 + \alpha t),$$

выразим в (4.82) температуру нити t через ее сопротивление r . Тогда получим

$$\frac{1}{\alpha} \left(\frac{r}{r_0} - 1 \right) - t_B = \frac{i^2 r}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho} \right)^m, \quad (4.88)$$

отсюда

$$r = \frac{\frac{1}{\alpha} + t_B}{\frac{1}{\alpha r_0} - \frac{i^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho} \right)^m} = \frac{r_0 (1 + \alpha t_B)}{1 - \frac{\alpha r_0 i^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho} \right)^m}. \quad (4.89)$$

Найдем приращение сопротивления единицы длины одной нити dr , обусловленное изменением скорости потока на dV и температуры воздуха на dt_B . При этом силу тока в нити будем считать постоянной. Тогда, пренебрегая возможным изменением величины $\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\mu}{\rho}\right)^m$ и изменением диаметра нити, получим

$$dr = \frac{\partial r}{\partial V} dV + \frac{\partial r}{\partial t_B} dt_B = - \frac{\left(\frac{1}{\alpha} + t_B\right) m \frac{i^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho}\right)^m}{\left[\frac{1}{\alpha r_0} - \frac{i^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho}\right)^m\right]^2} \frac{dV}{V} +$$

$$+ \frac{1}{\alpha r_0 - \frac{i^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho}\right)^m} dt_B.$$

Воспользовавшись соотношением (4.89), после простых преобразований окончательно получим

$$dr = \frac{r}{\frac{1}{\alpha} + t_B} \left[- \frac{m}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{\rho d}\right)^m i^2 r \frac{dV}{V^{m+1}} + dt_B \right]. \quad (4.90)$$

Соотношение между реакциями нити на изменение скорости потока и температуры воздуха определяется, как легко видеть из (4.90), величиной множителя, стоящего перед dV в квадратных скобках. Хорошо видно, что чем больше сила тока, протекающего по нити, тем меньший вклад вносится в изменение сопротивления нити за счет изменения температуры воздуха. В связи с последним обстоятельством в анемометрах сопротивления с одной термочувствительной нитью приходится применять для нагрева нити значительные токи, что нежелательно, так как, во-первых, это приводит к возникновению заметных конвекционных токов, в ряде случаев существенно искажающих результаты измерений, и, во-вторых, способствует преждевременному перегоранию нитей.

В рассматриваемой схеме (см. рис. 4.21) реакция анемометра на V и t_B определяется степенью нарушения равновесия моста, т. е. степенью нарушения пропорции

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}, \quad (4.91)$$

где переменными величинами являются сопротивления нитей R_1 и R_2 . В схеме

$$R_1 = r_1 l_1, \quad (4.92)$$

$$R_2 = r_2 l_2,$$

где l_1 и l_2 — длины нитей;

r_1 и r_2 — сопротивления единиц длины нитей.

Если пренебречь температурным удлинением нитей, то

$$d\left(\frac{R_1}{R_2}\right) = \frac{l_1}{l_2} d\left(\frac{r_1}{r_2}\right) = \frac{l_1}{l_2 r_2^2} (r_2 dr_1 - r_1 dr_2). \quad (4.93)$$

Чтобы дальнейшие выкладки не получились чересчур громоздкими, рассмотрим случай, когда сила тока в нитях меняется сравнительно слабо (это осуществляется, например, если $R_3, R_4 \gg R_1, R_2$). Если силы тока в нитях принять постоянными, то, подставив вместо dr_1 и dr_2 их значения в соответствии с (4.90), после несложных преобразований получим

$$d\left(\frac{R_1}{R_2}\right) = \frac{l_1}{l_2 r_2^2} \left\{ - \left[r_2 \frac{\left(\frac{1}{\alpha} + t_B\right) \frac{mi_1^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho}\right)^m}{\left[\frac{1}{\alpha r_0} - \frac{i_1^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho}\right)^m\right]^2} - \right. \right. \\ \left. \left. - r_1 \frac{\left(\frac{1}{\alpha} + t_B\right) \frac{mi_2^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho}\right)^m}{\left[\frac{1}{\alpha r_0} - \frac{i_2^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho}\right)^m\right]^2} \right] \frac{r dV}{V} + \right. \\ \left. + \left[\frac{r_2}{\frac{1}{\alpha r_0} - \frac{i_1^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho}\right)^m} - \frac{r_1}{\frac{1}{\alpha r_0} - \frac{i_2^2}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{V d \rho}\right)^m} \right] dt_B \right\}. \quad (4.94)$$

Воспользовавшись для нитей соотношением (4.89), окончательно получим

$$d\left(\frac{R_1}{R_2}\right) = - \frac{l_1 r_1}{l_2 r_2} \frac{\frac{m}{\pi n \lambda} \left(\frac{\mu}{\rho \alpha}\right)^m}{\left(\frac{1}{\alpha} + t_B\right)} (r_1 i_1^2 - r_2 i_2^2) \frac{dV}{V^{m+1}}. \quad (4.95)$$

Это уравнение характеризует чувствительность теплового анемометра сопротивления с двумя рабочими нитями к изменению скорости потока. С увеличением скорости чувствительность такого анемометра, так же как и чувствительность всех других видов тепловых анемометров, быстро убывает. Линеаризация шкал анемометров сопротивления достигается теми же приемами, о которых говорилось применительно к термоэлектрическим анемометрам.

Сравнение между собой коэффициентов, стоящих перед $\frac{dV}{V^{m+1}} = \frac{dV}{V^{1.4}}$ в уравнениях (4.90) и (4.95), показывает, что

применение второй рабочей нити несколько уменьшает чувствительность анемометра к изменению скорости потока, однако при разумном выборе параметров схемы это уменьшение оказывается сравнительно небольшим.

Величина, стоявшая в (4.94) множителем перед dt_B и характеризующая собой $\frac{\partial}{\partial t_B} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$, оказалась равной нулю. Иными словами, анемометр с двумя рабочими нитями при малых отклонениях моста от равновесия практически не реагирует на изменение температуры воздуха.

Таким образом, уравновешенный анемометр сопротивления с двумя рабочими нитями оказывается скомпенсированным на температуру. Наличие в уравнении (4.95) в явном виде в коэффициенте при dV величины t_B не должно вводить в заблуждение относительно температурной зависимости чувствительности, так как эта величина складывается с величиной $\frac{1}{\alpha}$, которая для металлических термосопротивлений значительно больше, чем обычные значения t_B .

При конечных отклонениях моста от равновесия, т. е. в том случае, если осуществляется схема неуравновешенного анемометра сопротивления с двумя рабочими нитями, прибор реагирует на изменение температуры воздуха, однако в значительно меньшей степени, чем анемометр с одной рабочей нитью. Полный расчет неуравновешенных анемометров сопротивления с двумя рабочими нитями можно найти в литературе.

При измерении направления потока с помощью анемометра сопротивления используется та же принципиальная электрическая схема, что изображена на рис. 4.21. Только нити в этом случае делаются точно одинаковыми и располагаются по отношению к потоку так же, как и нити на рис. 4.19.

Градуировочные кривые анемометра сопротивления аналогичны кривым термоэлектрических анемометров. Они так же резко спадают при малых скоростях, приближаясь к постоянному значению при достижении достаточно больших значений скоростей, и применяются в связи с этим в простейшем виде, как правило, для измерений малых скоростей. Пример использования тепловых платиновых анемометров сопротивления дан в гл. VI.

Термоэлектрические тепловые анемометры несколько проще по своему устройству, чем тепловые анемометры сопротивления. Зато последние заключают в себе большие возможности для построения совершенных схем, обладающих, например, высокой чувствительностью в широком диапазоне скоростей, малой погрешностью при большой дистанции измерений, позволяющих полностью автоматизировать процесс измерений и частично обработки результатов и т. д. Достоинством является также их

меньшая тепловая инерция, так как датчиком служит тонкая металлическая нить, в то время как в термоэлектрических анемометрах к нити прикрепляется еще спай термопары, который, естественно, увеличивает тепловую инерцию датчика. Применяя в анемометрах сопротивления платиновые нити диаметром 20 мкм и тоньше, можно выполнять измерения с коэффициентом тепловой инерции 10^{-2} сек и меньше. При этом следует иметь в виду, что при сравнительно простых законах изменения воздушных потоков инерция нити применением специальных электронных каскадов может быть несколько скомпенсирована, что позволяет выполнять измерения с еще меньшей инерционностью.

Полупроводниковый анемометр сопротивления

Полупроводниковые термосопротивления в качестве датчиков анемометров представляют интерес в связи с двумя обстоятельствами. Во-первых, как и в термометрии, применение полупроводниковых датчиков с большим температурным коэффициентом сопротивления позволяет выполнять измерения на большой дистанции. Во-вторых, применение полупроводников в анемометрах позволяет изготавливать малогабаритные и в то же время достаточно высокоомные сферические датчики, измеряющие модуль вектора скорости потока вне зависимости от его направления. Зато применение термисторов вызывает затруднения с температурной компенсацией прибора, так как температурный коэффициент сопротивления термометров не является постоянной величиной, и простые выкладки, изложенные выше в применении к металлическим термосопротивлениям, к полупроводниковым неприменимы. Некоторым дополнительным усложнением схемы можно добиться температурной компенсации анемометра сопротивления и в случае полупроводниковых датчиков анемометра сопротивления.

§ 4.5. АКУСТИЧЕСКИЕ АНЕМОМЕТРЫ

В § 2.5 рассматривалось искажающее влияние воздушного потока на показания акустических термометров. Для уменьшения роли ветра оказалось необходимым измерять сумму времен прохождения акустическими сигналами расстояний между излучателем и двумя приемниками, расположенными диаметрально противоположно относительно излучателя, или сумму фаз сигналов.

Акустические анемометры устроены принципиально так же, как и акустические термометры с двумя приемниками, однако в анемометрах измеряется не сумма, а разность времен прохождения акустических сигналов до приемников или разность фаз

акустических сигналов, достигающих приемников. Так, в импульсном анемометре

$$\tau_2 - \tau_1 = \frac{L}{c - V} - \frac{L}{c + V} = \frac{2VL}{c^2 - V^2}, \quad (4.96)$$

или, при $V^2 \ll c^2$,

$$\tau_2 - \tau_1 = \frac{2LV}{c^2}. \quad (4.97)$$

Таким образом, разность $\tau_2 - \tau_1$ прямо пропорциональна составляющей скорости воздушного потока вдоль линии, соединяющей приемник и излучатель. Чувствительность импульсного анемометра характеризуется величиной

$$\frac{d(\tau_2 - \tau_1)}{dV} = \frac{2L}{c^2}. \quad (4.98)$$

Чувствительность сравнительно слабо зависит от температуры воздуха. Действительно,

$$\frac{d(\tau_2 - \tau_1)}{dT} = \frac{d(\tau_2 - \tau_1)}{dc} \frac{dc}{dT} = -\frac{4VL}{c^3} \frac{c}{2T} = -\frac{2LV}{c^2 T}. \quad (4.99)$$

Сравним реакции анемометра на скорость потока и на температуру, для чего поделим друг на друга (4.98) и (4.99). Тогда получим

$$\frac{d(\tau_2 - \tau_1)}{dV} : \frac{d(\tau_2 - \tau_1)}{dc} = \frac{2L}{c^2} : \frac{2LV}{c^2 T} = \frac{T}{V}.$$

Так, например, при $T \approx 300^\circ \text{K}$ и $V = 1 \text{ м/сек}$ указанное отношение реакций равно 300: изменение температуры на 1° вызывает примерно такое же изменение разности $\tau_2 - \tau_1$, как изменение скорости потока на $\frac{1}{300} \text{ м/сек}$, т. е. примерно на $0,3 \text{ мм/сек}$.

Фазовые акустические анемометры аналогичны по устройству фазовым акустическим термометрам с двумя приемниками, однако в анемометрах измеряется не сумма, а разность фаз сигналов.

Излучатель и приемники однотипны; они представляют собой шарики или цилиндры, выполненные из титаната бария и укрепленные на штанге с помощью звукоизолирующих прокладок, препятствующих прохождению звука по штанге. Если частота, которая вырабатывается генератором, возбуждающим излучатель, равна $1,5 \cdot 10^4 \text{ гц}$, то разность чисел N (см. § 2.6) для акустических сигналов, идущих к приемникам, равна

$$\Delta N = L\omega \left(\frac{1}{c - V} - \frac{1}{c + V} \right) = \frac{2L\omega V}{c^2 - V^2}.$$

или, при $V^2 \ll c^2$,

$$\Delta N = \frac{2L\omega V}{c^2}.$$

Если $\omega = 15\,000$ гц, $L = 1$ м, $c = 300$ м/сек, то чувствительность анемометра

$$\frac{d(\Delta N)}{dV} = \frac{1}{3} \text{ сек/м.}$$

Таким образом, изменение скорости ветра на 1 м/сек вызывает изменение числа ΔN на $\frac{1}{3}$, что соответствует изменению разности фаз сигналов на $360 \cdot \frac{1}{3} = 120$ град, следовательно, чувствительность оказалась высокой.

На рис. 4.22 показана схема акустического анемометра. Измерительная схема представляет собой электронный фазометр.

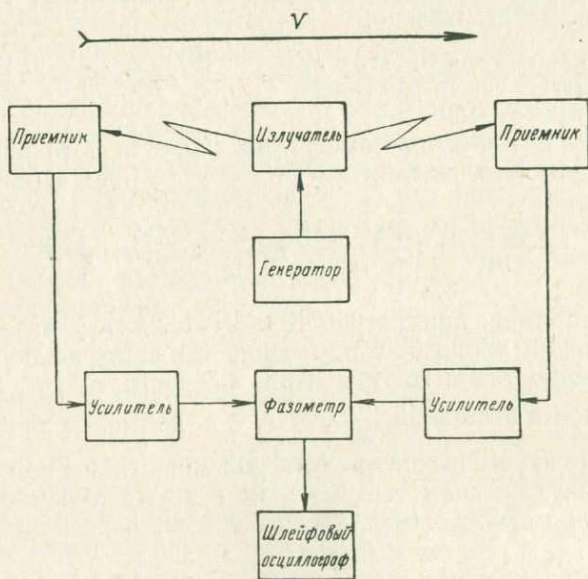


Рис. 4.22. Схема фазового акустического анемометра.

Акустические сигналы в приемниках преобразуются в электрические, разность фаз которых в свою очередь преобразуется в электрический сигнал, удобный для регистрации шлейфовым осциллографом. В качестве фазометра в схеме акустического анемометра может применяться, например, фазовый дискриминатор (детектор), изображенный на рис. 1.30. Сигналы от при-

емников после ограничения по амплитуде поступают на первичные обмотки трансформаторов Tr_1 и Tr_2 . Тогда амплитуда выходного сигнала оказывается прямо пропорциональной разности фаз сигналов, т. е. проекции скорости воздушного потока на направление, соединяющее приемники и излучатель.

Другой вариант простого фазометра показан на рис. 4.23 и 4.24. Сравнимые сигналы U_1 и U_2 , идущие от приемников

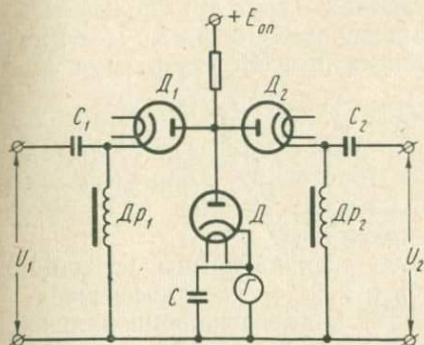


Рис. 4.23. Схема фазометра на трех диодах

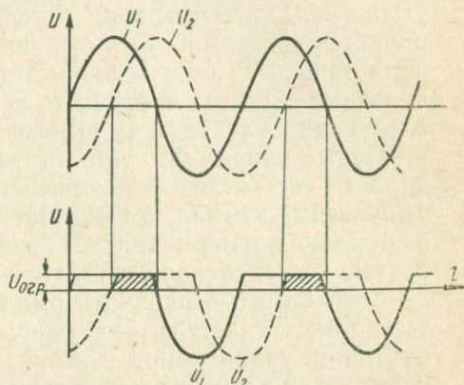


Рис. 4.24. Сигналы в фазометре на трех диодах

через конденсаторы C_1 и C_2 , поступают на входы левого и правого диодов D_1 и D_2 . Благодаря наличию опорного напряжения $E_{оп}$ через диоды D_1 и D_2 проходят не только отрицательные полуволны сигналов U_1 и U_2 , но и часть положительных (до значения $U_{огр}$), ограниченного величиной положительного опорного напряжения $E_{оп}$.

Диод D открыт только в то время, когда на анодах обоих диодов D_1 и D_2 сигналы положительны (на рис. 4.24 соответствующие участки заштрихованы). Это время оказывается зависящим от разности фаз сигналов U_1 и U_2 .

На рис. 4.24 разность фаз сигналов равна $\frac{\pi}{2}$. При разности фаз π диод D будет заперт все время; при нулевой разности фаз — все время открыт. Очевидно, что величина результирующего тока в амперметре Γ будет пропорциональна отношению времен открытого состояния диода и закрытого, которое в свою очередь определяется, как уже было показано, разностью фаз сигналов.

Блокирующий конденсатор C сглаживает колебания результирующего тока, протекающего через амперметр. Дроссели Dr_1 и Dr_2 замыкают цепь постоянных составляющих сигналов на входах фазометра.

Шкала прибора близка к линейной и практически не зависит от частоты сигналов U_1 и U_2 , требуется только, чтобы они были равны друг другу. Чрезвычайно слабой оказывается зависимость результата измерений от соотношения амплитуд сигналов U_1 и U_2 .

В более совершенных фазометрах сигналы излучателя и приемника преобразуются электронной схемой в кратковременные импульсные сигналы с крутым фронтом, например в прямоугольные. При этом основным условием формирования импульсов является зависимость положения рабочего (крутого) фронта сигнала только от одного параметра сигнала — его фазы. Эти импульсные сигналы могут быть использованы для управления последующим каскадом фазометра.

Пусть, например, один сигнал отпирает лампу, а другой запирает ее. Тогда управляющая лампа будет вырабатывать импульсный сигнал, длительность которого будет определяться разностью времени прихода управляющих сигналов, т. е. разностью фаз сигналов излучателя и приемника.

Если строго ограничить амплитуду сигнала лампы, то количество электричества, содержащееся в каждом импульсе, выработанном управляемой лампой, будет прямо пропорционально упомянутой разности фаз сигналов.

Такой фазометр называется *стартстопным*, смысл названия очевиден. Собственно говоря, и рассмотренный выше фазометр на трех диодах также может быть назван стартстопным, но в связи с тем, что фронт импульсов в нем не формируется, его точность несколько ниже.

Разновидностью стартстопного фазометра является такой, в котором управляемая лампа вырабатывает не постоянный (в промежутках между приходом импульсов) сигнал, а серию импульсов, значительно более кратковременных, чем подлежащее измерению время между управляющими импульсами (схема мультивибратора). Тогда мерой разности фаз сигналов служит число упомянутых кратковременных импульсов.

Измерение числа, длительности и скорости поступления импульсов будет рассмотрено ниже. Сейчас укажем лишь, что применение инерционных элементов (например, RC -элементы) с постоянной времени, значительно большей, чем длительность импульсов, но значительно меньшей, чем подлежащие измерению периоды изменения измеряемой величины (в данном случае скорости ветра), позволяет получать сигнал, пропорциональный этому изменению. В схеме (рис. 4.23) такой элемент образуется емкостью C и сопротивлением гальванометра G .

Если имеются основания считать, что в процессе измерения скорости потока температуры воздуха на путях акустического сигнала к одному и другому приемнику различны, то может быть применен такой прием. Акустический сигнал проходит сна-

чала от излучателя к приемнику, затем в результате соответствующих переключений в схеме прибора (которые выполняются автоматически) приемник превращается в излучатель, а излучатель — в приемник, и акустический сигнал посылается вновь. Тогда в одном случае акустический сигнал пойдет по направлению воздушного потока, в другом случае — против него. Измеряется, как и в обычной схеме, разность фаз сигналов. Указанный прием связан с некоторым усложнением схемы.

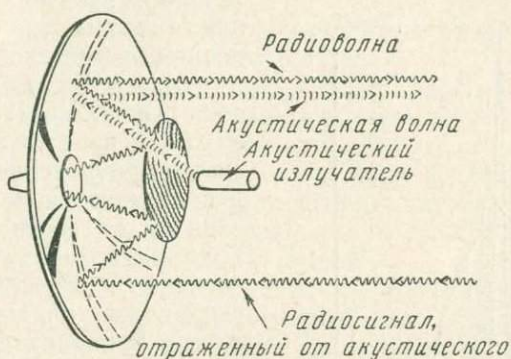


Рис. 4.25. Радиоакустический анемометр

Лучших результатов можно добиться, если одновременно посылать два акустических сигнала навстречу друг другу. Это достигается установкой двух излучателей и двух приемников (см. § 6.3). Еще лучший результат может быть получен, если применять элементы, которые на одних частотах работают в режиме излучателей, а на других — в режиме приемников. При сравнении фаз сигналов, идущих по потоку и против него, частоты предварительно должны быть согласованы, для чего в электрических схемах применяется умножение частот одного или обоих электрических сигналов, порожденных акустическими сигналами, поступившими на приемники.

Если установить взаимно перпендикулярно три акустических анемометра, они дадут возможность измерять все три составляющих скорости воздушного потока.

В радиоакустическом измерителе скорость воздушного потока определяется по доплеровскому смещению частоты, возникающему при отражении электромагнитной волны радиолокатора от распространяющегося акустического возмущения.

Принцип действия радиоакустического измерителя, его называют также электромагнитно-акустическим зондом, иллюст-

рируется рис. 4.25. Акустический сигнал, который создается излучателем, концентрируется антенной в заданном направлении. Радиолокационная волна, посланная в том же направлении, отражаясь от акустического возмущения, попадает в антенну, усиливается и далее поступает в прибор, измеряющий разность частот радиосигналов: посланного и принятого. Эта разность зависит от скорости движения акустической волны, которая в свою очередь зависит от скорости воздушного потока и температуры воздуха. Все изложенные выше соображения относи-

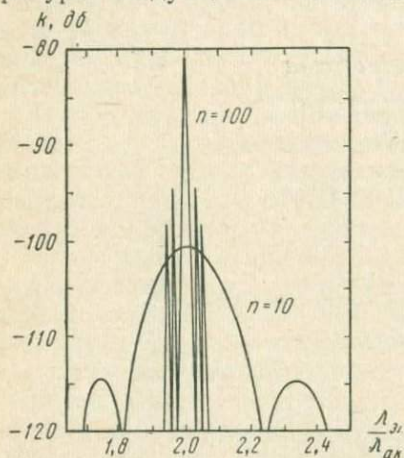


Рис. 4.26. Отношение мощности принятого и посланного радиосигналов (k) для различных отношений длин волн радиосигнала ($\lambda_{эл}$) и акустического ($\lambda_{ак}$) при 10 и 100 акустических волнах в одном радиоимпульсе

построения измерителей турбулентности, так называемых турбулиметров.

§ 4.6. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ИСКРОВЫЕ АНЕМОМЕТРЫ

В данном параграфе рассматриваются анемометры, в которых используется явление электрического пробоя в воздухе.

Если между двумя электродами создать достаточно высокое напряжение, то электрическая искра пробьет воздушное пространство между электродами, и цепь разрядника окажется замкнутой. Пробивное напряжение зависит от расстояния между электродами, от их формы, от плотности воздуха, от его влажности, от степени ионизации воздуха и, наконец, от частоты напряжения (если на электроды разрядника подано не постоянное, а переменное напряжение).

Для постоянного напряжения пробивное значение для обыч-

тельно их взаимной роли сохраняют силу и для электромагнитно-акустического зонда.

Для строго ламинарного потока отношение мощностей принятого и посланного радиосигналов при фиксированной мощности акустического сигнала зависит от соотношения длин волн радио- и акустического сигналов и от числа акустических волн, укладываемых в одном радиолокационном импульсе. Соответствующая типовая зависимость показана на рис. 4.26.

Для реального турбулентного потока принятый сигнал оказывается ослабленным тем больше, чем сильнее турбулирован поток. Эта зависимость может быть использована для

ных атмосферных условий (воздух не слишком влажный и не слишком ионизирован) может быть рассчитано по формуле

$$v_{\text{пр}} = a \frac{\rho}{\rho_0} d + b \left(\frac{\rho}{\rho_0} d \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (4.100)$$

где ρ — плотность воздуха;
 ρ_0 — плотность воздуха при давлении 760 мм рт. ст. и температуре 20°;
 d — расстояние между электродами разрядника;
 a и b — постоянные коэффициенты.

Значения коэффициентов a и b по данным различных авторов несколько различны, что зависит, очевидно, от условий опытов, не учитываемых формулами вида (4.100), в первую очередь от влажности воздуха, степени ионизации, формы разрядников, частоты и формы электрического сигнала, питающего разрядник.

Если $v_{\text{пр}}$ измерять в киловольтах, то для плоских электродов обычно принимают $a = 24,55$; $b = 6,66$.

Как и следовало ожидать, величины ρ и d входят в формулу (4.100) только в виде произведения. Этого требует закон Пашена — Таусенда, который может быть сформулирован в таком виде: *если длина разрядного промежутка и плотности газа меняются так, что их произведение остается постоянным, то величина пробивного напряжения также остается постоянной.*

Зависимость пробивного напряжения от частоты напряжения на игольчатом разряднике иллюстрируется рис. 4.27. Видно, что по мере увеличения частоты пробивное напряжение снижается, однако тем медленнее, чем выше частота. Аналогично для разрядников других форм (не игольчатых). На том же рисунке для сравнения проведена пунктирная линия, рассчитанная по уравнению (4.100).

Если искровой разрядник поместить в воздушный поток, то поток будет сносить искру. Траектория искры будет искривляться и удлиняться, сопротивление искрового промежутка, по которому осуществляется электрический разряд, — возрастать, что вызывает изменение электрических величин в схеме, в которую включен разрядник. На таком принципе построены анемометры, использующие в качестве анемометрического свойства трансформацию канала электрического разряда.

Различают анемометры с постоянным напряжением между электродами разрядника и с переменным. Первые обычно работают в режиме тлеющего разряда, поэтому и называются анемометрами с тлеющим разрядом, для вторых характерно применение относительно высоких частот (10^4 — 10^6 гц), соответственно они и называются высокочастотными.

В настоящей книге рассматриваются анемометры на перемен-

ном токе. Они обладают более устойчивыми характеристиками и менее капризны в обращении.

Возможны различные варианты схем таких приборов. Можно стабилизировать ток в цепи разрядника и определять напряжение в разряднике как функцию ветрового потока. Можно, наоборот, стабилизировать напряжение на том или ином участке цепи разрядника и измерять изменение силы тока в цепи разрядника. В обоих случаях зависимость выходного параметра

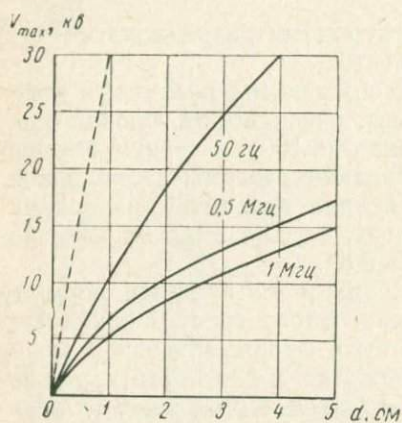


Рис. 4.27. Зависимость пробивного напряжения в воздухе от длины искрового промежутка при 760 мм рт. ст. и 20°:

сплошные линии — игольчатый разрядник (частоты указаны на рисунке); пунктир — формула (4.100)

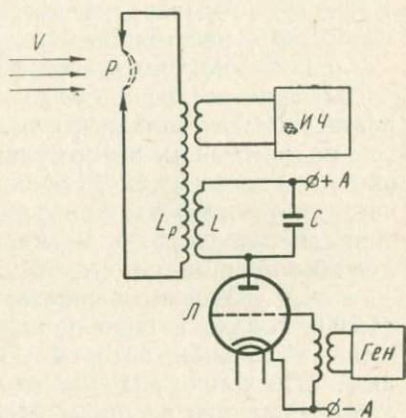


Рис. 4.28. Высокочастотный искровой анемометр

(напряжения или силы тока) от скорости и направления потока существенно нелинейная, притом воспроизводимость результатов измерений (степень постоянства градуировочных характеристик) существенно зависит от степени электрической стабилизации цепи питания разрядника.

Значительными преимуществами перед этими вариантами обладает анемометр с использованием зависимости частоты срыва искры от скорости и направления воздушного потока. Рассмотрим этот вариант несколько подробнее.

Упрощенная схема одного из вариантов показана на рис. 4.28. Искровой разрядник P включен в цепь вторичной обмотки повышающего трансформатора L_p . Его первичная обмотка включена в LC -контур, который служит анодной нагрузкой выходного триода, питающегося задающим генератором высокочастотных колебаний ($Ген$).

Под действием воздушного потока искра будет искривляться и удлиняться. Ее сопротивление $z_{\text{н}}$ будет расти, напряжение на разряднике $v_{\text{р}}$ соответственно будет возрастать, приближаясь к напряжению источника питания (генератора) $v_{\text{п}}$. При достижении пробойного значения новая искра пробьет себе путь по кратчайшему расстоянию между иглами разрядника. При этом старая искра погаснет, так как весь поток электричества устремится по кратчайшему пути.

Далее процесс будет повторяться. Новая искра изогнется, повторит путь предшественницы и т. д. Таким образом, периодически будет наблюдаться срыв и возникновение искры.

Подсчет частоты срывов искры осуществляется измерителем частоты ИЧ. В данном варианте он подключен непосредственно к цепи разрядника, однако срыв искры будет вызывать скачок тока во всех элементах схемы, поэтому измеритель частоты может подключаться и к другим местам схемы, в частности к анодной или сеточной цепи лампы \mathcal{L} , или, наконец, к цепи задающего генератора.

Напряжение на разряднике $v_{\text{р}}$ равно разности между напряжением источника питания $v_{\text{п}}$ и падением напряжения на его сопротивлении $z_{\text{н}}$:

$$v_{\text{р}} = v_{\text{п}} - I z_{\text{н}}, \quad (4.101)$$

где I — сила тока в цепи разрядника.

В данном варианте схемы источником питания разрядника (генератором напряжения, непосредственно питающем разрядник) служит вторичная обмотка трансформатора, а ее сопротивлением — индуктивность $L_{\text{р}}$.

Если подставить

$$I = \frac{v_{\text{р}}}{z_{\text{н}}}, \quad (4.102)$$

где $z_{\text{н}}$ — сопротивление траектории, по которой в данный момент проходит искра, то получим

$$v_{\text{р}} = \frac{v_{\text{п}}}{1 + \frac{z_{\text{н}}}{z_{\text{н}}}}. \quad (4.103)$$

В момент включения разрядника в цепь генератора z соответственно $v_{\text{р}} = v_{\text{п}}$. Если это напряжение больше пробойного, то по кратчайшему расстоянию между иглами, т. е. по прямой линии бьет искра, напряжение на разряднике резко падает. При правильном подборе параметров оно становится меньше пробойного. Далее, по мере возрастания длины искры и ее сопротивления напряжение на разряднике растет и при некотором изгибе искры становится равным пробойному.

Величина этого критического изгиба искры в довольно широком диапазоне условий практически не зависит от скорости

воздушного потока V . Поэтому время, в течение которого достигается критический изгиб (период срыва искры), обратно пропорционально скорости потока, а частота срыва искры f прямо пропорциональна скорости потока.

Использование в качестве анемометрического свойства связи между скоростью потока и частотой срыва выгоднее, чем использование зависимости напряжения от скорости по следующим причинам: связь между частотой срыва f и скоростью потока V оказывается практически линейной в широком диапазоне скоростей и притом более устойчивой во времени и более помехоустойчивой. Частота как анемометрическое свойство удобна и в том отношении, что и при интегрировании скорости дело сводится к суммированию числа импульсов, что может быть выполнено с большей точностью, чем, например, интегрирование напряжения.

Инерция прибора определяется периодом срыва искры; в соответствии со сказанным выше она должна быть обратно пропорциональна скорости потока. Кроме того, она зависит от расстояния между электродами разрядника, от величины искрового промежутка и от того, насколько близко напряжение на разряднике к пробойному.

Сближение электродов разрядника примерно пропорционально уменьшает постоянную времени прибора. Снижение напряжения на разряднике также уменьшает постоянную времени прибора, но делает его работу менее устойчивой.

При оценке порядка величины постоянной времени можно принять расстояние, на которое прогибается искра, равным величине искрового промежутка d . Тогда постоянная времени $\lambda = \frac{d}{V}$. Так, например, если $d = 0,1$ см, $V = 1$ м/сек, то $\lambda = 10^{-3}$ сек.

Искровые анемометры позволяют путем изменения формы электродов разрядника варьировать в широких пределах вид градуировочной кривой как функции угла наклона потока к электродам разрядника.

В заключение следует сказать о зависимости показаний искровых анемометров от давления воздуха. Так как напряжение пробоя с уменьшением давления (при прочих равных условиях) также уменьшается, то с понижением давления частота срыва искры будет увеличиваться. Эту зависимость можно несколько ослабить путем разумного выбора электрических параметров схемы. Радикальным средством ее устранения, если это необходимо, является введение в схему прибора барокомпенсатора.

Зависимость частоты срыва искры от давления может быть использована в качестве барометрического свойства. Отклонение искры может быть создано различными путями, например магнитным полем или в результате равномерного вращения разрядника вокруг оси, параллельной искровому промежутку.

Глава V

ИЗМЕРЕНИЕ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ГРАДИЕНТОВ АЭРОФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

§ 5.1. ОСОБЕННОСТИ ГРАДИЕНТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В ЕСТЕСТВЕННЫХ УСЛОВИЯХ

Измерение вертикальных градиентов аэрофизических величин принципиально может быть сведено к раздельному измерению этих величин на двух или более высотах. В связи с этим может показаться, что градиентные измерения не имеют каких-либо особенностей, отличающих их от обычных измерений, выполняющихся на одной стандартной высоте. Однако на самом деле это не так. Особенности градиентных измерений легко обнаруживаются при рассмотрении результатов измерений суточного хода, микроколебаний аэрофизических величин и их вертикальных градиентов в приземном слое воздуха.

Первая особенность градиентных измерений связана с тем, что амплитуда суточного хода основных аэрофизических величин, как правило, значительно больше, чем амплитуда суточного хода разностей этих величин в приземном слое воздуха. В связи с этим при измерении градиентов резко возрастают требования как к самим приборам, так и к методике работы с ними.

Вторая особенность градиентных измерений заключается в том, что микроколебания самих аэрофизических величин и их разностей в приземном слое по порядку величин не отличаются друг от друга.

В связи с этим недостаточно точный учет временных микроколебаний при измерениях или при обработке результатов измерений приводит к значительно большей относительной погрешности результатов измерения суточного хода градиентов вели-

чин, чем самих величин, ибо, как уже указывалось, градиенты меняются в течение суток в значительно меньших пределах.

Наличие второй особенности градиентных измерений еще более усугубляет требования к точности применяемых приборов и тщательности обработки результатов измерений.

Выше мы говорили об особенностях градиентных измерений применительно к суточному ходу метеорологических величин. При рассмотрении больших промежутков времени указанные особенности, безусловно, сохраняются. Они сохраняются и при уменьшении рассматриваемых промежутков времени. Однако здесь требуется оговорка. Легко понять, что особенности градиентных измерений исчезают, если рассматриваемый промежуток времени соизмерим с периодом микропульсации исследуемых величин. Такие измерения рассматриваются в следующей главе.

Приборы, применяющиеся при градиентных измерениях

Определим прежде всего требования, которые должны предъявляться к инструментальной точности приборов, применяющихся при градиентных измерениях.

Очевидно, что при любых измерениях инструментальная погрешность должна быть меньше допустимой погрешности измерений. Если градиент определяется как разность величин, измеренных независимо на двух высотах, то суммарная инструментальная погрешность равняется удвоенной инструментальной погрешности прибора, применяющегося для измерения величины на одной высоте. Это обстоятельство заставляет при разработке приборов стремиться к тому, чтобы они определяли непосредственно градиент величин. Такой прием предпочтителен еще и потому, что градиенты, как указывалось выше, обычно меняются в меньших пределах, чем сами величины. Уменьшение же пределов измерений позволяет повысить чувствительность прибора при неизменном размере шкалы прибора.

Наиболее просто оценивается инструментальная погрешность в тех случаях, когда величины измеряются непосредственно. Так, например, при определении градиентов температур с помощью психрометров инструментальная погрешность равна удвоенной погрешности одного термометра.

Более сложно оценивается инструментальная погрешность в тех случаях, когда для определения градиентов измеряются не непосредственно исследуемые величины, а другие величины, определяющие их. Тогда, как при разработке новой аппаратуры, так и при оценке возможностей имеющейся, необходимо связать погрешность определения исследуемых величин с инструментальной погрешностью непосредственно измеряемых величин. Покажем, как это делается, на примере психрометрического метода

измерения градиентов влажности воздуха, при котором чувствительными элементами являются сухие и смоченные термометры. Выполненные выкладки окажутся полезными и в том отношении, что позволяют наметить путь, определяющий выбор схемы и конструкции прибора.

Вертикальный градиент упругости пара может быть представлен как

$$\text{grad } e = \frac{e_2 - e_1}{z_2 - z_1}, \quad (5.1)$$

где e_1 и e_2 — упругости пара на высотах z_1 и z_2 .

Если применяется психометрический метод измерения влажности воздуха, то (см. § 3.2)

$$e = E' - AP(t - t'). \quad (5.2)$$

Подставив (5.2) в (5.1), после несложных преобразований, аналогичных тем, что были выполнены в § 3.2, получим

$$\text{grad } e = \left(AP + \frac{LE'}{kT'^2} \right) \frac{t'_2 - t'_1}{z_2 - z_1} - AP \frac{t_2 - t_1}{z_2 - z_1}. \quad (5.3)$$

Таким образом, для определения градиента влажности достаточно измерить три величины (не считая давления): T' ; $t'_2 - t'_1$, $t_2 - t_1$.

Найдем частные производные от градиента по этим величинам, чтобы оценить требующуюся точность их измерения. Выполнив дифференцирование, получим

$$\frac{\partial (\text{grad } e)}{\partial T} = \frac{L}{T'} \frac{t'_2 - t'_1}{z_2 - z_1} \frac{E'}{T'^3} \left(\frac{L}{kT} - 2 \right), \quad (5.4)$$

$$\frac{\partial (\text{grad } e)}{\partial (t'_2 - t'_1)} = \frac{1}{z_2 - z_1} \left(AP + \frac{LE'}{kT'^2} \right), \quad (5.5)$$

$$\frac{\partial (\text{grad } e)}{\partial (t_2 - t_1)} = - \frac{AP}{z_2 - z_1}. \quad (5.6)$$

Для численной оценки величин примем $P = 10^3$ мбар, $z_2 - z_1 = 1$ м, $A = 8 \cdot 10^{-4}$ град $^{-1}$, $T' = 283^\circ$ К, $t'_2 - t'_1 = 0,1^\circ$. Тогда

$$\frac{\partial (\text{grad } e)}{\partial T'} = 0,0029 \text{ мбар/град} \cdot \text{м},$$

$$\frac{\partial (\text{grad } e)}{\partial (t'_2 - t'_1)} = 1,28 \text{ мбар/град} \cdot \text{м},$$

$$\frac{\partial (\text{grad } e)}{\partial (t_2 - t_1)} = -0,8 \text{ мбар/град} \cdot \text{м}.$$

Полная максимальная инструментальная погрешность определения градиента упругости пара

$$\Delta(\text{grad } e) = \left| \frac{\partial(\text{grad } e)}{\partial T'} \Delta T' \right| + \left| \frac{\partial(\text{grad } e)}{\partial(t_2' - t_1')} \times \right. \\ \left. \times \Delta(t_2' - t_1') \right| + \left| \frac{\partial(\text{grad } e)}{\partial(t_2 - t_1)} \Delta(t_2 - t_1) \right|.$$

В рассматриваемом примере

$$\Delta(\text{grad } e) = 0,0029 \Delta T' + 1,28 \Delta(t_2' - t_1') + 0,8 \Delta(t_2 - t_1).$$

Предположим, что градиент влажности измеряется с помощью психрометров с инструментальной погрешностью $0,1^\circ$; тогда $\Delta T' = 0,1^\circ$, $\Delta(t_2' - t_1') = \Delta(t_2 - t_1) = \Delta t_1 + \Delta t_2 = 0,2^\circ$ и соответственно $\Delta(\text{grad } e) = 0,4$ мбар/м.

По отношению к обычно наблюдающейся суточной амплитуде разности упругостей пара полученное значение может составлять от нескольких десятков до нескольких сот процентов.

Выполнив аналогичные расчеты для других температур, можно дать оценку точности температурных измерений, необходимых для обеспечения той или иной точности определения градиента влажности.

При оценке возможности применения метода для низких температур, чтобы не впасть в ошибку, следует учитывать не только

$$\frac{\partial(\text{grad } e)}{\partial(t_2 - t_1)}, \text{ но и } \frac{1}{\text{grad } e} \frac{\partial(\text{grad } e)}{\partial(t_2 - t_1)} = \frac{\partial(\ln \text{grad } e)}{\partial(t_2 - t_1)},$$

которая дает лучшее представление о необходимой точности измерения $t_2 - t_1$. Аналогично в отношении оценки требующейся точности измерения $t_2' - t_1'$ и T' .

Выполнив такой анализ, можно убедиться, что погрешность психрометрического метода определения градиентов влажности воздуха с понижением температуры возрастает столь же резко, как и погрешность определения влажности на фиксированном уровне, в связи с чем психрометрические измерители градиентов влажности воздуха могут применяться практически лишь при положительных температурах.

Еще один вывод, который можно сделать из анализа полученных выше чисел, заключается в том, что измерение разностей температур сухих и смоченных термометров, установленных на разных уровнях, следует выполнять со значительно большей точностью, чем измерение самих температур. Действительно, $\frac{\partial(\text{grad } e)}{\partial T'}$

на 2—3 порядка меньше, чем $\frac{\partial(\text{grad } e)}{\partial(t_2 - t_1)}$ и $\frac{\partial(\text{grad } e)}{\partial(t_2' - t_1')}$.

Это наводит на мысль построить прибор, измеряющий с большей точностью непосредственно $t_2 - t_1$ и $t'_2 - t'_1$ и с меньшей точностью — T' , под которой следует понимать среднюю для двух уровней температуру смоченного термометра.

Аналогичным образом выполняется оценка инструментальной точности при разработке и эксплуатации других видов приборов, применяющихся при градиентных измерениях. Измеритель градиентов температуры и психрометрический измеритель градиентов влажности были взяты в качестве примеров.

Переходим к рассмотрению схем измерителей градиентов.

§ 5.2. ИЗМЕРИТЕЛИ ГРАДИЕНТОВ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА

Приборы, предназначенные для измерения градиентов температуры, называются термоградиентомерами. Основным типом их являются приборы, представляющие собой дифференциальные термометры сопротивления (см. § 2.3). Так как от термоградиентомеров требуется сравнительно высокая точность, то в них применяют почти исключительно металлические термосопротивления.

Чувствительные элементы термоградиентомеров устанавливают в тех точках, разность между температурами которых необходимо измерять.

При некотором усложнении схемы можно измерять не только разность температур в двух точках, но и полусумму температур в этих точках (среднюю арифметическую температуру).

Одна из таких схем показана на рис. 5.1, 5.2. Термосопротивления R_1 и R_3 вместе составляют один датчик, устанавливаемый на высоте I ; термосопротивления R_2 и R_4 — второй датчик, устанавливаемый на высоте II . При постановке ключа K в правое положение (позиция a на рис. 5.2) электроизмерительный прибор Γ реагирует на разность температур на двух уровнях. В этой позиции схема совпадает со схемой, изображенной на рис. 2.12, с той лишь разницей, что в рассматриваемой схеме не два, а все четыре плеча моста

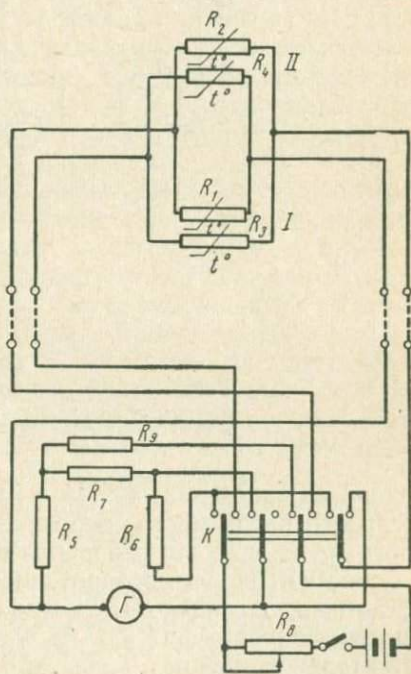


Рис. 5.1. Неуравновешенный термоградиентограф

на рис. 5.2) электроизмерительный прибор Γ реагирует на разность температур на двух уровнях. В этой позиции схема совпадает со схемой, изображенной на рис. 2.12, с той лишь разницей, что в рассматриваемой схеме не два, а все четыре плеча моста

являются рабочими (термочувствительными), благодаря чему примерно в два раза увеличивается чувствительность дифференциального термометра.

В позиции б (левое положение ключа K на рис. 5.2) весь четырехугольник термосопротивлений оказывается подключенным

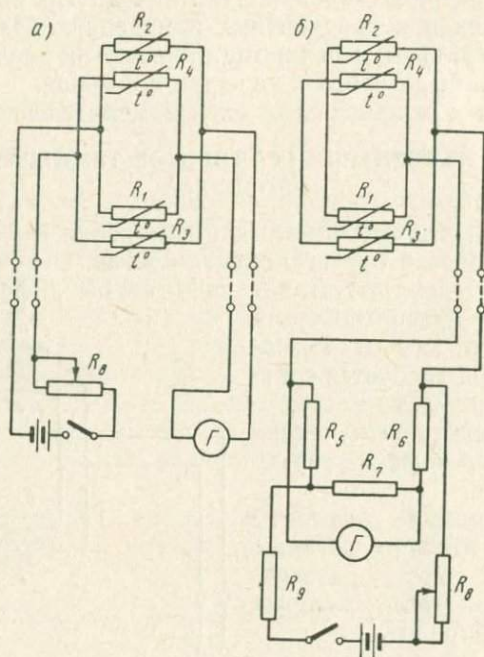


Рис. 5.2. Две позиции ключа (рис. 5.1):
 а — правое положение ключа K — измерение разности температур; б — левое положение ключа K — измерение средней температуры

одной из своих диагоналей в качестве четвертого термочувствительного плеча моста сопротивлений, остальные три плеча которого R_5 , R_6 и R_7 выполнены из постоянных сопротивлений.

Все четыре термосопротивления R_1 , R_2 , R_3 , R_4 делаются максимально, насколько это возможно, одинаковыми. Поэтому при любых температурах $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$ и сопротивление термочувствительного плеча в позиции б оказывается равным R , величина которого может быть найдена из соотношения

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1 + R_4} + \frac{1}{R_2 + R_3} = \frac{2}{R_1 + R_2}.$$

Разрешив результат относительно R , получим

$$R = \frac{R_1 + R_2}{2}.$$

Если закон изменения сопротивлений $R_1=R_0(1+at_1)$ и $R_2=R_0(1+at_2)$, то

$$R=R_0\left(1+\alpha\frac{t_1+t_2}{2}\right),$$

откуда следует, что в позиции \bar{b} действительно измеряется полусумма температур на двух уровнях.

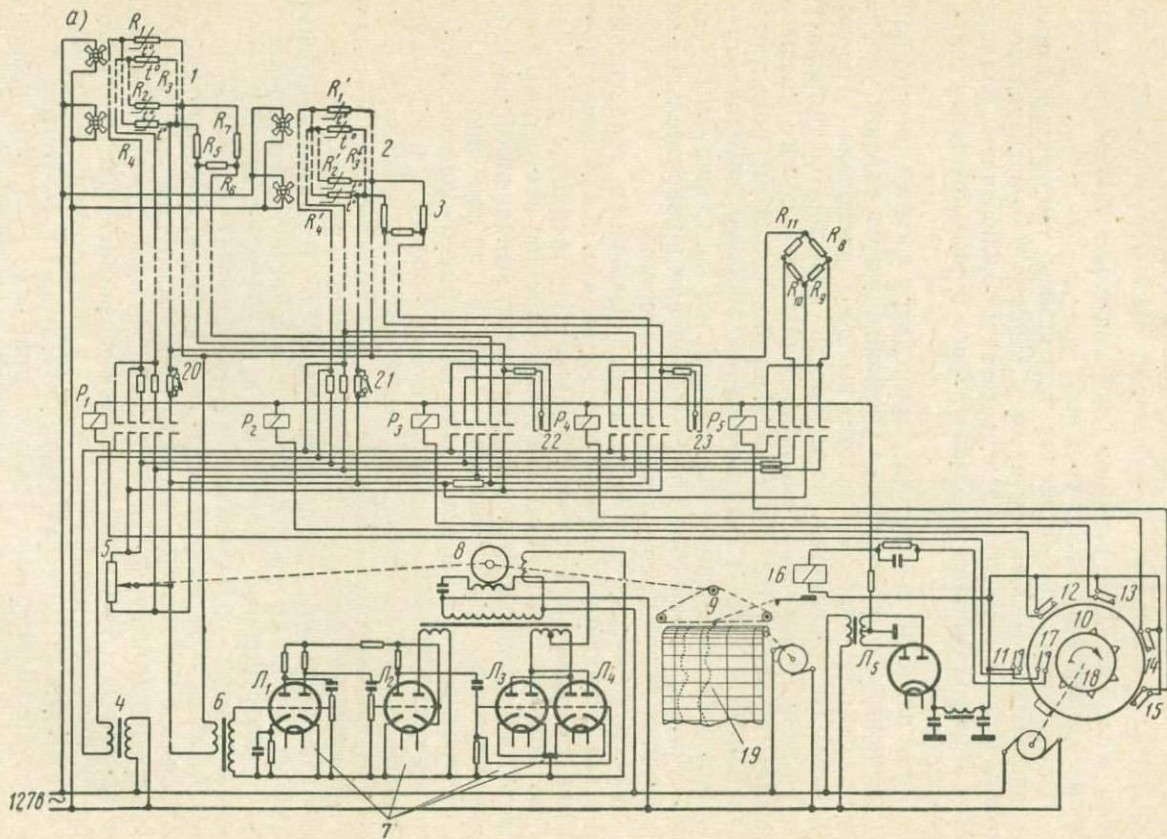
Так как диапазон изменения полусуммы температур значительно больше, чем разности, то в позиции \bar{b} чувствительность прибора резко снижают. Это достигается включением балластного сопротивления R_9 , дополнительного к регулируемому сопротивлению R_8 .

Зная разность и полусумму температур уровней, можно найти температуру на каждом из уровней. Если на каждом уровне, кроме самого нижнего и самого высшего, расположить по два датчика, то появляется возможность определять температуру на каждом уровне, кроме самого нижнего и самого высшего, дважды из показаний двух градиентометров. Этим пользуются для контроля работы градиентометров. Невязку, обусловленную постепенным изменением параметров, не контролируемых схемой, учитывают при обработке. При появлении значительной невязки прибор подлежит повторной градуировке.

Контроль чувствительности неуравновешенных градиентометров осуществляется теми же приемами, что и для неуравновешенных термометров сопротивления, рассмотренных в § 2.3. Разница лишь в том, что в схемах градиентометров контрольным является не отдельное плечо, а целый мост, выполненный из четырех постоянных сопротивлений (на рис. 5.1 не показано).

В градиентографах применяют самопишущие электроизмерительные приборы. Если регистрация выполняется для нескольких уровней, то обычно соответствующие мосты подключаются к самописцу поочередно автоматически. Автоматически происходит и переключение приборов из одной позиции в другую.

Автоматически уравнивающимся термоградиентограф представлен на рис. 5.3, *a*. Эта схема сочетает в себе элементы схем, изображенных на рис. 5.1 и 2.13. На высоте *I* устанавливают датчик, составленный из термосопротивлений R_1 и R_3 , на высоте *II* — датчик, составленный из термосопротивлений R_2 и R_4 . Второй термочувствительный мост составлен из термосопротивлений R_1' , R_2' , R_3' , R_4' . Датчики этого моста расположены на высотах *II* и *III*. Схема имеет пять позиций. Первая осуществляется при срабатывании реле P_1 ; в этой позиции измеряется разность между температурами на высотах *I* и *II*. Вторая позиция осуществляется при срабатывании реле P_2 , в этой позиции измеряется разность между температурами на высотах *II* и *III*. В третьей позиции (при срабатывании реле P_3) измеряется полусумма температур на высотах *I* и *II*. Постоянными сопротивле-



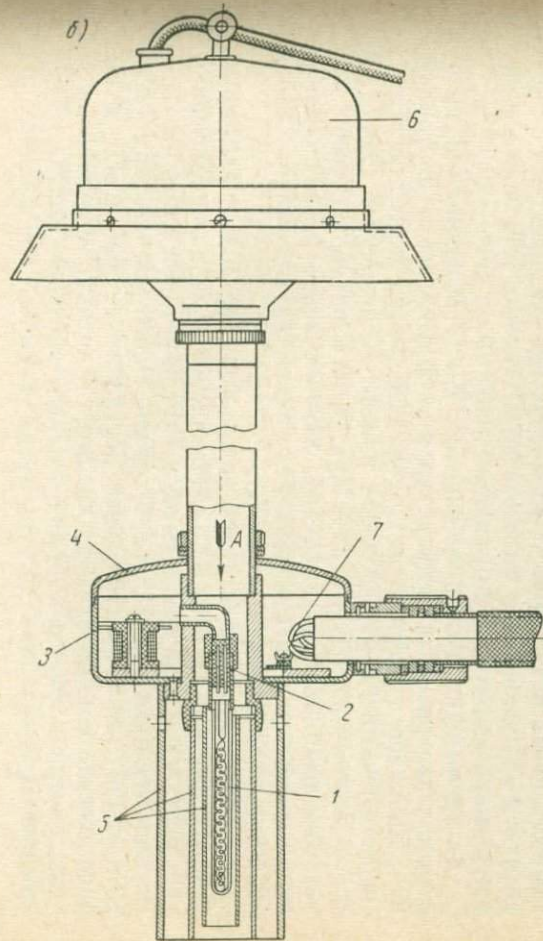
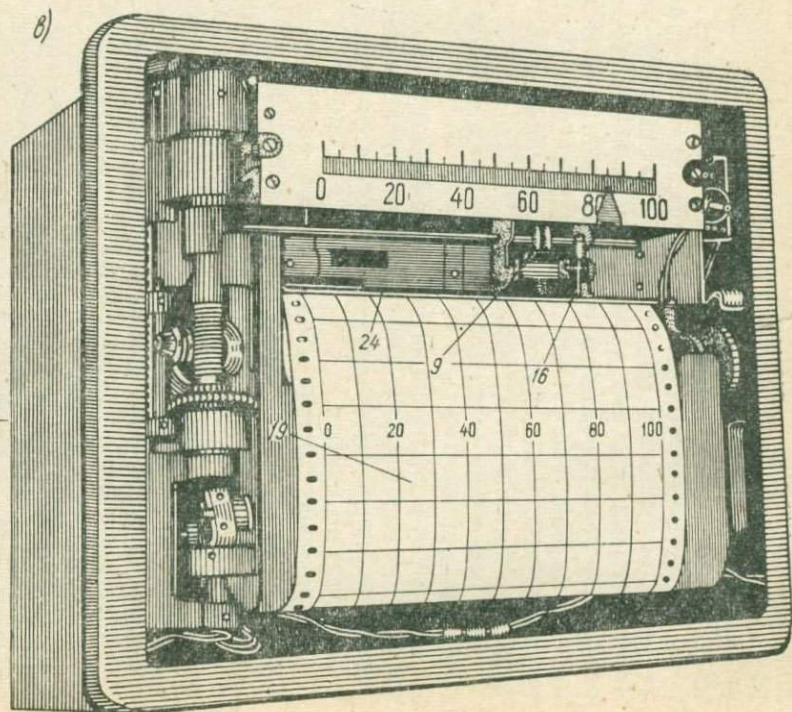


Рис. 5.3. Автоматически уравнивающийся термоградиентограф:

а — схема; б — датчик; в — регистрирующая часть



ниями моста в этой позиции являются R_5, R_6, R_7 . Четырехугольник сопротивлений R_1, R_2, R_3, R_4 при этом превращается в одно термочувствительное плечо, аналогично тому, как это осуществляется в схеме, изображенной на рис. 5.1. Разница лишь в том, что постоянные плечи теперь располагаются в самом датчике (нижнем) и переключающие реле оказываются вне четырехугольников мостов, что несколько усложняет схему, но зато уменьшает роль переходных сопротивлений на контактах. Пятая позиция осуществляется при срабатывании реле P_5 . В этой позиции включается контрольный мост, состоящий из четырех постоянных сопротивлений R_8, R_9, R_{10}, R_{11} .

При включении этого моста контролируется исправность прибора в целом.

Питаются мосты понижающим трансформатором 4, включенным в сеть переменного тока. Уравновешивание мостов во всех трех позициях осуществляется высокоомным потенциометром 5, шунтирующим мосты.

Напряжение, которое создается при разбалансе мостов, подается на повышающий трансформатор 6, далее на электронный четырехламповый усилитель 7 лампы (L_1, L_2, L_3, L_4) и на реверсивный двигатель 8, который управляет движком потенциометра 5 и одновременно кареткой 9 самопишущего устройства.

Поочередное включение реле выполняется непрерывно вращающимся диском 10. Последний своим выступом поочередно замыкает контактные пары 11, 12, 13, 14, 15, которые управляют реле P_1, P_2, P_3, P_4, P_5 .

Отметка положения каретки 9 выполняется реле-ударником 16, срабатывающим в результате замыкания контактной пары 17, замыкающейся выступами диска 18, жестко соединенного с диском 10 и вращающегося вместе с ним. Отметка выполняется на непрерывно движущейся бумажной ленте 19.

За время одного оборота дисков 10 и 18 выполняются пять отметок: две разности температур, две полусуммы и контрольная. Диапазон измерения разностей температур может быть изменен ключами 20, 21, диапазон измерения полусумм температур — переключателями 22, 23. При увеличении числа высот, на которых выполняются измерения, соответственно увеличивается число мостов, реле и отметок. Реле питаются от выпрямителя, собранного на двойном диоде L_5 .

Датчик термоградиентомера показан на рис. 5.3, б, регистрирующая часть — на рис. 5.3, в. На рисунках видны следующие детали: 1 — металлическая трубка, внутри которой вложены термосопротивления (на рис. 5.3, б хорошо видны выводы термосопротивлений); 2 — пластмассовый переходник, с помощью которого чувствительный элемент крепится в датчике; 3 — тело датчика, внутри которого выполняется электрический монтаж; 4 — крышка, закрывающая доступ внутрь датчика; 5 — радиацион-

ные защиты; 6 — вентилятор; 7 — кабель, соединяющий датчик с остальными частями прибора.

На рис. 5.3, в в соответствии с рис. 5.3, а обозначены: 9 — каретка, 16 — реле-ударник, дающий отметку на бумажной ленте 19 через красящую ленту 24 (на рис. 5.3 не показана).

В термоградиентографах, так же как и в гигроградиентографах, принимаются меры к тому, чтобы чувствительность измерителей разностей температур минимально зависела от температуры (см. § 2.2).

Прибор может дополняться фотоэлектронной интегрирующей приставкой, с помощью которой автоматически определяются полусуммы и разности температур, осредненные по заданному интервалу времени. В этом случае на ось реверсивного двигателя насаживается диск с отверстиями. По одну сторону диска лампочка, по другую — фотосопротивление, включенное в электрическую цепь, аналогичную цепи фотоэлектронного анемодиаграфа, описанного в § 5.4.

§ 5.3. ИЗМЕРИТЕЛИ ГРАДИЕНТОВ ВЛАЖНОСТИ ВОЗДУХА

Приборы, предназначенные для измерения градиентов влажности воздуха, называются *гигроградиентомерами*. Основным типом гигроградиентомеров являются психометрические градиентомеры с термометрами сопротивления.

В соответствии с результатами § 5.1 в схеме гигроградиентомера должно быть предусмотрено измерение разности температур на двух или более высотах, разности температур смоченных термометров на тех же высотах и средней температуры смоченного термометра. Но из изложенного в § 5.2 следует, что такая задача решается с помощью системы двух термоградиентомеров, чувствительные элементы одного из которых смачиваются.

На рис. 5.4 в качестве примера дана схема полевого неуравновешенного психометрического гигроградиентомера, который, впрочем, может быть назван термогигроградиентографом, так как в нем предусмотрена регистрация разности показаний сухих термометров, т. е. градиента температуры, разности смоченных термометров и средних температур сухих и смоченных термометров. Датчиками температуры служат термосопротивления R_1 , R_3 (нижний датчик) и R_2 , R_4 (верхний датчик). При срабатывании реле P_2 напряжение разбаланса моста, являющееся мерой разности температур датчиков, подается на гальванометр Γ , поворот зеркала которого фиксируется на фотобумаге Φ посредством светового луча, идущего от источника света L_1 .

При срабатывании реле P_6 четырехугольник сопротивлений превращается в одно термочувствительное плечо моста, остальные три плеча которого R_9 , R_{10} , R_{11} постоянные. Напряжение раз-

разбалансированный контрольный мост с постоянными плечами R_5, R_6, R_7, R_8 , что позволяет контролировать чувствительность прибора. Реле P_5 , срабатывая, замыкает клеммы гальванометра на сопротивление R_R , равное внешнему критическому. В этот момент отмечается нулевое положение рамки гальванометра. Реле P_7 управляет включением источника света L_1 . Оно включается вслед за реле $P_1—P_6$ после того, как рамка гальванометра примет установившееся положение, и выключается несколько раньше их. Благодаря этому получаются четкие отметки.

Первичным механизмом, который управляет прибором, является часовой механизм с диском D_1 , включающий мотор M два раза в час, каждый раз на 10 мин и вращающий распределительный диск D_2 , снабженный системой отверстий (на рисунке не показаны). По одну сторону диска D_2 расположены фотосопротивления $\Phi C_1—\Phi C_{10}$, по другую сторону — источники света. При вращении диска фотосопротивления $\Phi C_1—\Phi C_6$, поочередно освещаясь, заставляют срабатывать реле $P_1—P_6$, о назначении которых говорилось выше. Фотосопротивление ΦC_7 , освещаясь, заставляет срабатывать реле P_7 , о назначении которого также уже говорилось.

Реле P_{10} управляется фотосопротивлением ΦC_{10} . Реле замыкает цепь электромагнита $\mathcal{E}M$, дискретно перемещающего фотобумагу. Осталось сказать о назначении фотосопротивлений ΦC_8 и ΦC_9 , управляющих реле P_8 и P_9 . Первое из них включает источник света L_3 , слабо освещающий всю щель в фотокассете, благодаря чему на фотобумаге отмечаются ординаты, облегчающие обработку лент. Второе — один раз за время оборота диска D_2 включает источник света L_2 , дающий отметку начала серии измерений, которая используется при обработке результатов измерений.

Питание прибора универсальное. Он может питаться от батареи B или от сети переменного тока. В последнем случае применяется выпрямление тока.

Вентиляторы M_1 и M_2 автоматически включаются диском D_1 . Для контроля работы прибора предусмотрены вольтметр V и микроамперметр μA .

При перевозке прибора гальванометр арретируется ключом K , который замыкает клеммы гальванометра накоротко.

Как и термоградиентограф, данный прибор может дополняться интегрирующей приставкой. В такой приставке световой луч, отраженный от зеркала гальванометра, скользит по решетке, укрепленной на фотоумножителе. На выходе последнего образуются импульсы, число которых пропорционально смещению луча от установившегося положения до нулевого, что при линейной шкале прибора пропорционально измеряемой величине. Электрическая схема счетчика импульсов аналогична рассмотренной ниже электрической части анемоградиентографа.

§ 5.4. ИЗМЕРИТЕЛИ ГРАДИЕНТОВ ВЕТРА

Приборы, предназначенные для измерения градиентов скорости ветра, называются анемоградиентомерами. Если измеряется градиент направления ветра, то прибор называется румбоградиентомером. Основным типом анемоградиентомеров является градиентомер с вращающимися анемометрами, в котором регистрация скорости выполняется на каждой из высот независимо.

Как уже указывалось в § 5.1, требования к инструментальной точности измерений при определении градиентов скорости ветра в приземном слое атмосферы менее жесткие, чем при определении градиентов температуры и влажности воздуха. В связи с этим в анемоградиентомерах не обязательным является непосредственное измерение разности скоростей.

В рассмотренных ниже анемоградиентомерах непосредственное определение градиента скорости ветра является не обязательным еще и потому, что инструментальная погрешность измерения скорости ветра в них может быть сделана достаточно малой, в связи с чем отпадает необходимость непосредственного определения градиента. Правда, уменьшение инструментальной погрешности связано с увеличением скорости движения бумажной ленты, на которой регистрируются результаты измерений.

Схема анемоградиентографа с контактными вращающимися анемометрами от представленной на рис. 4.4 принципиально отличается лишь числом датчиков и соответственно числом релю-ударников в регистраторе.

На рис. 5.5 дана схема фотоэлектронного анемоградиентографа. Аппаратура может работать в двух режимах: непрерывной регистрации и цифрового интегрирования в течение заданного интервала времени, по окончании которого выполняется регистрация результатов, эквивалентных осредненным показаниям датчиков. Для переключения с одного режима на другой служит двойной переключатель $П_1—П'_1$.

Рассмотрим сначала режим непрерывной регистрации (переключателя в положении H). Тогда сигнал от датчика поступает на формирующий каскад через нормально замкнутые пластины в реле P_1 и далее на входную ячейку блока памяти, собранного на тиратронных триггерах. Этот блок в принципе такой же, как в схеме фотоэлектронного анемометра, рассмотренного в § 4.1. Однако если в схеме анемометра, так же как и в схеме анемоградиентографа в режиме непрерывной регистрации, он выполняет лишь роль электронного редуктора (пересчет импульсов), то в схеме анемоградиентографа в режиме интегрирования он выполняет другую роль — запоминание импульсов, поступающих от датчика, и их сохранение до момента опроса (см. ниже).

По мере поступления импульсов сигнал проходит все дальше по блоку памяти. Дойдя до выходной ячейки режима непрерыв-

ной регистрации, сигнал с катода левой лампы этой ячейки при ее опрокидывании поступает через переключатель Π_1 на сетку электронной лампы \mathcal{L} , анодной нагрузкой которой является обмотка реле P_{10} . Переключатель Π_1 в положении H замыкается реле P_6 каждый раз, когда число импульсов на входе блока памяти достигает 2^N , где N — номер выходной ячейки режима непре-

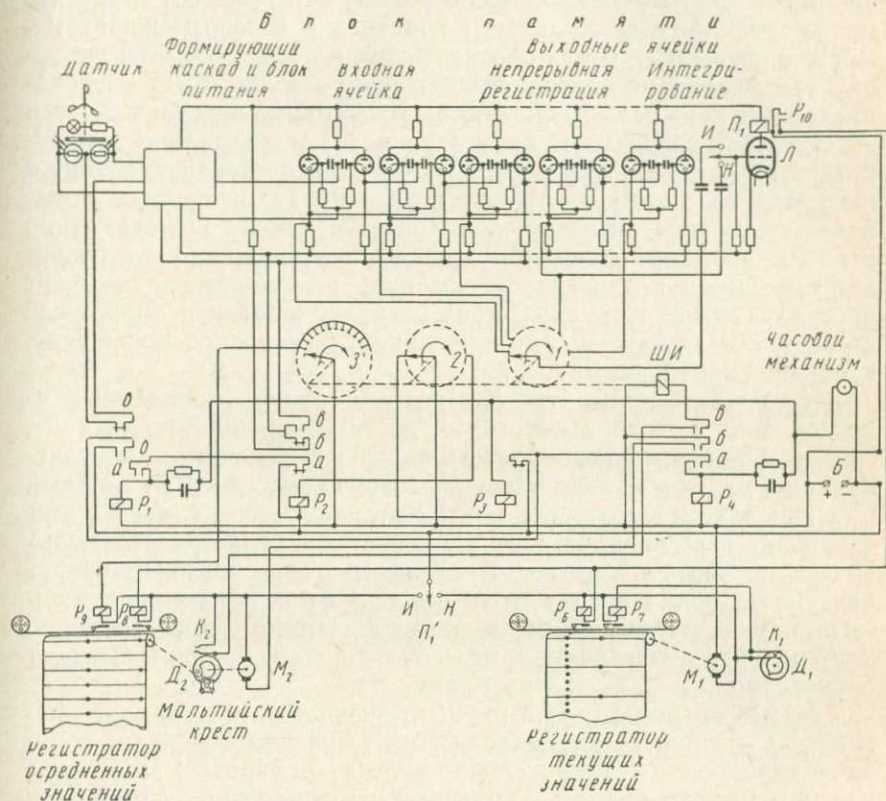


Рис. 5.5. Анемоградиентограф с автоматическим осреднением

рывной регистрации. При этом каждый раз производится отметка на бумажной ленте регистратора, непрерывно перемещающейся мотором M_1 , питающимся от источника B . Мотор работает все время, пока переключатель Π_1 стоит в положении H . С мотором связан диск D_1 , выступ которого (палец) через равные промежутки времени контактными пластинами K_1 замыкает цепь реле P_7 . Ударник реле P_7 на той же ленте ставит метки времени.

Таким образом, работа аппаратуры в режиме непрерывной регистрации в принципе не отличается от работы фотоэлектронного анемометра, рассмотренного в § 4.1.

В режиме интегрирования двоянный переключатель $P_1—P'_1$ ставится в положение *И*. Теперь первичным управляющим механизмом оказывается часовой механизм, стрелка которого периодически, например через каждые полчаса, замыкает и затем размыкает цепь реле P_1 и P_4 . Ток в обмотки этих реле проходит через *RC*-контуры, обладающие постоянной времени, большей, чем время их срабатывания. Благодаря этому они успевают сработать при любой продолжительности контакта в часовом механизме. Через реле P_1 и P_4 будет протекать ток и после того, как цепь в часовом механизме благодаря движению стрелки будет разорвана, так как цепь реле P_1 окажется замкнутой на источник *Б* через собственную контактную пару (группу *а*) и нормально замкнутую группу реле P_3 , а цепь реле P_1 — через собственную группу *а* и нормально замкнутую группу *а* реле P_2 . Такой процесс замыкания цепи реле называется самоблокировкой. Одновременно реле P_1 разомкнет свою нормально замкнутую группу *в* и разомкнет тем самым входную цепь датчика; в блок памяти не будут поступать новые импульсы, пока не будет выполнен опрос всех ячеек блока памяти и схема не придет в исходное положение, изображенное на рис. 5.7.

При срабатывании реле *Р* через его группу *б* окажется замкнутой цепь мотора M_2 , который заставит вращаться диск D_2 . При этом пальцем диска будет периодически замыкаться контактная пара K_2 , включенная в цепь шагового искателя *ШИ*. Каждый раз при таком замыкании контактные ползунки 1, 2, 3 будут синхронно перемещаться на одну контактную пластину (ламель) вперед по часовой стрелке. К ламелям, расположенным вокруг ползунка 1, подключены катоды левых ламп всех ячеек блока памяти, сам ползунок — к сетке лампы *Л*. Поэтому при перемещении ползунка с ламели на ламель будут подключаться к лампе *Л* поочередно катоды всех левых ламп.

Нормально запертая лампа *Л* открывается, и в реле P_{10} появляется сигнал, когда подключенным оказывается катод горящего тиратрона. В таком случае реле P_{10} , сработав, замкнет, а затем в момент перехода ползунка на следующую ламель разомкнет цепь реле P_8 . Ударник последнего сделает отметку на бумажной ленте. Если лампа *Л* окажется подключенной к негорящему тиратрону, сигнал не поступит, и на бумажной ленте будет пропуск. Такой процесс поочередного подключения называется опрашиванием.

Цепь реле *Р* размыкается контактным ползунком 3, работающим, как и ползунок 2, в такт с ползунком 1. Контактные ламели вокруг ползунка 3 все, кроме крайней левой, замкнуты друг на друга. Поэтому P_9 будет давать отметку на бумажной ленте каждый раз при замыкании пары K_2 вне зависимости от того, к горящему или негорящему тиратрону подключился ползунок 1. Это реле дает отметку номеров ячеек блока памяти.

Ползунок 2 замыкает цепь реле P_2 после опроса всех ячеек. Замкнув цепь реле P_2 , он разорвет контакт в своей группе a и тем самым цепь блокировки реле P_1 и обесточит его; при этом реле будет подготовлено к очередной работе, а входная цепь датчика окажется замкнутой через группу b . Одновременно при размыкании группы b и замыкании группы b произойдет так называемый сброс ячеек. Катоды левых и правых ламп окажутся разъединенными, причем на катоды левых ламп через катодные сопротивления будет подано высокое анодное напряжение. В результате все левые тиратроны загорятся, а правые погаснут. Первый же импульс заставит все ячейки перевернуться, и блок памяти начнет накапливать очередную порцию импульсов. Двигаясь далее, ползунок 2 замкнет цепь реле P_3 (положение, изображенное на рис. 5.7), которое, сработав, разорвет цепь реле P_4 . Разомкнутся цепи мотора M_2 и шагового искателя $ШИ$. Система реле займет исходное положение, показанное на рис. 5.7.

Таким образом, в аппаратуре осуществляется цифровое осреднение, в принципе аналогичное рассмотренному в § 4.1, но практически осуществленное несколько по-другому. Как и в § 4.1, рассмотрена работа одного канала. На самом деле одновременно работают все каналы, обслуживающие датчики, расположенные на всех высотах.

Кроме рассмотренных выше прямых методов измерения градиентов, могут применяться также косвенные методы, использующие наблюдения за явлениями, ход которых зависит от градиентов аэрофизических величин. Так, например, траектория посланного под углом к горизонту светового, звукового или электромагнитного (достаточно высокочастотного) сигналов существенно зависит от распределения по высоте плотности воздуха, которая в свою очередь зависит от вертикального профиля температуры воздуха. Зафиксировав направление сигнала источника и наблюдая за его смещением в точке приема, можно судить и о температурной стратификации атмосферы на пути движения сигнала.

В качестве искажающих факторов в таких случаях могут выступать ветер, влажность воздуха, изменение которых, например, при акустическом зондировании влечет за собой изменение пути распространения сигнала.

Глава VI

СТРУКТУРНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ АЭРОФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

§ 6.1. СТРУКТУРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В большинстве задач, для решения которых применяются аэрофизические приборы, требуется определять величины, осредненные по некоторым интервалам времени порядка нескольких минут или нескольких десятков минут. Чтобы результат осреднения показаний приборов был достаточно близок к действительной средней измеряемой величине, необходимо применять приборы с коэффициентами инерции, минимум на порядок меньшими, чем минимальные периоды изменений измеряемой величины, имеющие относительно большую амплитуду.

Указанное правило является довольно общим. Для некоторых приборов, в частности для термометров и других, в которых термометры используются в качестве чувствительных элементов, может быть применено правило, в ряде случаев оказывающееся менее жестким: коэффициент инерции должен быть минимум на порядок меньше, чем выбранный интервал осреднения.

Чем меньше коэффициент инерции прибора, тем точнее результат осреднения. Не следует, однако, всегда стремиться к беспредельному уменьшению инерции приборов. Разумный предел уменьшения определяется соотношением между уточнением средней, получающимся в результате уменьшения инерции, и возникающими при этом трудностями, связанными с необходимым для достижения малой инерции усложнением самого прибора и методики обработки результатов измерений.

Как правило, при осреднении по интервалам времени порядка нескольких минут или нескольких десятков минут требуется при-

менять приборы с коэффициентом инерции от нескольких секунд до нескольких десятков секунд соответственно.

Указанные положения, касающиеся осреднения, применительно к термометрам и вращающимся анемометрам были достаточно полно рассмотрены в соответствующих главах книги. Выведенные там уравнения позволяют оценить точность осреднения результатов измерений, выполненных с помощью приборов заданной инерции, если известен характер изменений измеряемых величин и скорость движения прибора (если последний в процессе измерений перемещается).

Наряду с указанными задачами имеются такие, для решения которых необходимо знание аэрофизических величин, измеренных приборами со значительно меньшей инерцией, чем указывалось выше. В таких случаях обычно говорят об измерении мгновенных значений величин, выполненных с помощью безынерционных приборов. На самом деле и в таких случаях имеет место предел разумного уменьшения инерции приборов.

Обычно при решении упомянутых задач требуются приборы с коэффициентами инерции 10^{-1} — 10^{-2} , реже — 10^{-3} сек.

В несколько особом положении находятся измерения, выполняющиеся с помощью движущихся приборов — радиозондов, самолетных метеорографов, ракет и т. д. В таких случаях также требуется применение малоинерционных приборов, притом с тем меньшей инерцией, чем быстрее меняется в пространстве измеряемая величина, чем быстрее движется прибор и чем чаще производятся отсчеты (если измерения или передача результатов измерений не непрерывные, а дискретные). Применительно к задаче об измерении температур с помощью движущихся приборов соответствующие уравнения были получены в § 2.1.

Измерения, выполненные с помощью малоинерционных приборов, называются *структурными*, ибо они позволяют получать количественное представление о временной и пространственной структуре полей аэрофизических величин. Строгой, притом имеющей всеобщее значение границы между обычными и структурными измерениями установить нельзя, она является в значительной степени условной и зависит от содержания решаемой задачи.

При изучении полей аэрофизических величин используются различного рода структурные характеристики. Рассмотрим некоторые, наиболее широко применяющиеся структурные характеристики временных и пространственных полей аэрофизических величин.

Если величина x является функцией времени τ , то средняя за время τ_2 — τ_1

$$\bar{x} = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} x(\tau) d\tau. \quad (6.1)$$

Для характеристики временного изменения отклонения величины x от среднего вводят так называемую пульсацию x' , равную

$$x' = x - \bar{x}. \quad (6.2)$$

Среднее абсолютное значение пульсации, т. е. среднее абсолютное отклонение от среднего, употребляется в качестве одной из основных структурных характеристик; оно равно

$$\begin{aligned} \overline{|x - \bar{x}|} &= \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} |x - \bar{x}| d\tau = \\ &= \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} \left| x - \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} x d\tau \right| d\tau. \end{aligned} \quad (6.3)$$

В качестве структурной характеристики употребляется также или средняя частота пульсаций или среднее время существования пульсаций одного знака $\bar{\tau}'$. Если за выбранный интервал времени знак пульсации менялся достаточно большое число раз, то

$$\bar{\tau}' = \frac{\tau_2 - \tau_1}{N}, \quad (6.4)$$

где N — число, показывающее, сколько раз за время $\tau_2 - \tau_1$ пульсация величины x оказывалась равной 0, т. е. осуществлялось условие

$$x = \bar{x}.$$

Величины $|\bar{x}'|$ и $\bar{\tau}'$ совместно позволяют делать довольно определенные заключения о временной структуре величины x .

Вместо величины среднего абсолютного отклонения от среднего применяется также квадратическое отклонение от среднего. Оно равно

$$\sigma = \sqrt{\overline{(x - \bar{x})^2}} = \sqrt{\frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} \left(x - \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} x d\tau \right)^2 d\tau} = \sqrt{\overline{x^2} - \bar{x}^2}. \quad (6.5)$$

Для характеристики взаимосвязи двух величин $x = x(\tau)$ и $y = y(\tau)$ вводят взаимно корреляционные функции

$$R(x, y)(\Delta) = \overline{[x(\tau) - \bar{x}][y(\tau + \Delta) - \bar{y}]}, \quad (6.6)$$

где Δ — некий интервал времени, обычно значительно меньший, чем интервал осреднения.

Здесь имеются в виду функции в смысле зависимости от Δ . При фиксированном значении Δ обычно говорят о коэффициентах. Частным случаем (6.6) является автокорреляционная функция

$$R(\Delta) = \overline{[x(\tau) - \bar{x}][x(\tau + \Delta) - \bar{x}]}. \quad (6.7)$$

Если в (6.6) и (6.7) положить $\Delta = 0$, то в первом случае получим коэффициент корреляции величин x и y :

$$R_{x,y}(0) = \overline{(x - \bar{x})(y - \bar{y})}, \quad (6.8)$$

а во втором случае придем к величине σ . Корреляционные функции могут нормироваться. С этой целью величина (6.7), например, делится на σ^2 .

Для характеристики устойчивости временных полей, а также для определения временных масштабов процессов строят зависимость функции (6.6) от времени Δ , меняя его от нуля, когда $R(\Delta) = \sigma$, до времени осреднения $\Delta = \tau_2 - \tau_1$.

В (6.6) и (6.8) под x и y понимались различные величины, например температура и вертикальная скорость ветра. Те же формулы применяют для характеристики корреляции одной и той же величины в двух различных точках. Тогда под x и y следует понимать одну и ту же величину, например температуру, но измеряемую в двух различных точках.

При анализе пространственных изменений аэрофизических величин вводятся аналогичные характеристики, только аргумент — время — заменяется другим аргументом — расстоянием между точками измерений.

Операция определения структурных характеристик, которая выполняется обычно при обработке осциллограмм, оказывается довольно громоздкой, в связи с чем предпринимаются попытки автоматизации этой операции с помощью специально сконструированных приборов или приставок к ним. Автоматическое определение структурных характеристик может выполняться как непосредственно в процессе измерения, так и в процессе обработки результатов измерений.

§ 6.2. СТРУКТУРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА

Основными структурными измерителями температуры воздуха являются термометры сопротивления с тонкими платиновыми нитями (диаметр 10—30 мкм) в качестве чувствительных элементов.

Для оценки тепловой инерции таких нитей воспользуемся формулой (4.9). Используем ее для оценки коэффициента теплоотдачи α .

Пример. Если принять $n=0,81$, $m=0,4$ (см. § 4.4), диаметр нити $d=20 \text{ мкм}=2 \cdot 10^{-5} \text{ см}=2 \cdot 10^{-5} \text{ м}$, коэффициент теплопроводности воздуха $\lambda_{\text{ТП}}=5,6 \cdot 10^{-5} \text{ кал/см} \cdot \text{град} \cdot \text{сек}=2,35 \cdot 10^{-2} \text{ вт/м} \cdot \text{град}$, плотность воздуха $\rho=1,3 \cdot 10^{-3} \text{ г/см}^3=1,3 \text{ кг/м}^3$, коэффициент динамической вязкости воздуха $\mu=1,7 \cdot 10^{-4} \text{ г/см} \cdot \text{сек}=1,7 \cdot 10^{-5} \text{ кг/м} \cdot \text{сек}=1,7 \cdot 10^{-5} \text{ н} \cdot \text{сек/м}^2$ и скорость воздушного потока $V=10^2 \text{ см/сек}=1 \text{ м/сек}$, то коэффициент теплоотдачи

$$\alpha = 0,81 \frac{\lambda_{\text{ТП}}}{d^{0,6}} \left(\frac{V\rho}{\mu} \right)^{0,4} = 0,81 \frac{2,35 \cdot 10^{-2}}{(2 \cdot 10^{-5})^{0,6}} \times \\ \times \left(\frac{1 \cdot 1,13}{1,7 \cdot 10^{-5}} \right)^{0,4} = 1,11 \cdot 10^3 \text{ вт/м}^2 \cdot \text{град}.$$

Коэффициент тепловой инерции (см. § 2.1)

$$\lambda = \frac{mC}{\alpha S},$$

но для нитей

$$\frac{m}{S} = \frac{\rho_n d}{4},$$

где ρ_n — плотность материала нити и соответственно

$$\lambda = \frac{\rho_n C d}{4\alpha}.$$

Подставляя для платины $\rho_n=21,3 \text{ г/см}^3=2,13 \cdot 10^4 \text{ кг/м}^3$, $C=0,03 \text{ кал/г} \cdot \text{град} \times \text{град}=0,125 \cdot 10^3 \text{ Дж/кг} \cdot \text{град}$, получим коэффициент тепловой инерции платиновой нити диаметром 20 мкм при скорости потока 1 м/сек:

$$\lambda = \frac{2,13 \cdot 10^4 \cdot 0,125 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-5}}{4 \cdot 1,11 \cdot 10^3} = 1,23 \cdot 10^{-2} \text{ сек},$$

что удовлетворяет требованиям, о которых шла речь в начале настоящей главы. Применение нитей $d=10 \text{ мкм}$ позволяет добиться еще меньшей инерции (примерно в $2^{0,4}$ раза).

Датчик структурного измерителя температуры показан на рис. 6.1. Платиновая нить 1 своими концами припаивается или

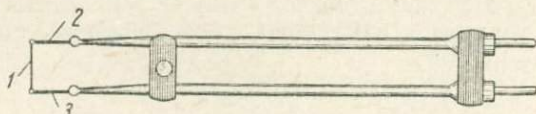


Рис. 6.1. Датчик структурного термометра

приваривается к стержням 2, 3 держателя, которые одновременно служат и подводами тока.

Требования, которые предъявляются к структурным термометрам и которые отличают их от обычных термометров, сводятся к тому, что необходима меньшая инерция чувствительного элемента и прибора в целом и более высокая чувствительность. Об

инерции чувствительных элементов говорилось выше. Для достижения малой инерции прибора в целом в качестве регистраторов применяют шлейфовые осциллографы с достаточно высокой собственной частотой (малой инерцией) или электронные осциллографы. Для достижения высокой чувствительности используют один из двух приемов:

1) питают измерительный мост постоянным током и применяют многокаскадный, притом высокостабилизированный усилитель

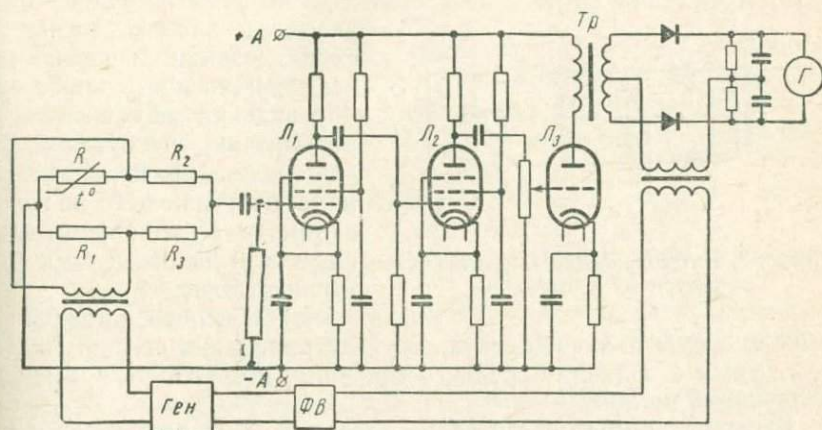


Рис. 6.2. Схема структурного термометра

постоянного тока для усиления сигнала, вырабатываемого мостом;

2) питают мост переменным током, частота которого значительно больше частот тех измерений температуры, которые представляют интерес для измерения, и применяют усиление на несущей частоте с последующим отфильтрованием несущей частоты и выделением модулирующего сигнала, являющегося электрическим аналогом температуры (подробнее см. гл. VIII).

Электрическая схема структурного термометра с усилением на несущей частоте и фазовым детектором показана на рис. 6.2. Платиновая нить R включена в качестве одного из плеч измерительного моста сопротивлений, три остальных плеча которого R_1 , R_2 , R_3 являются постоянными. Мост питается генератором $Ген$, вырабатывающим ток достаточно высокой частоты ($\sim 10^3$ гц и более). Сигнал разбаланса моста усиливается двумя пентодами $Л_1$ и $Л_2$, а затем триодом $Л_3$. Анодной нагрузкой последней лампы является трансформатор $Тр$ фазового детектора (см. § 1.9). Питается детектор тем же генератором, что и измерительный мост.

Продетектированный сигнал попадает на гальванометр шлейфового осциллографа $Г$.

Роль фильтра может выполнять сам гальванометр, если несущая частота значительно выше собственной частоты гальванометра. Тогда последний, следуя за низкочастотными колебаниями сигнала разбаланса моста, связанными с колебаниями температуры, практически не реагирует на высокочастотные колебания.

С помощью фазовращателя $\Phi В$ фаза опорного сигнала согласуется с фазой сигнала, поступающего от датчика (через усилитель). Тогда знак сигнала на клеммах гальванометра будет определяться знаком разности сопротивлений. В частности, если вместо постоянного сопротивления включить второй датчик, точно такой же как и основной, то знак сигнала, поступающего на гальванометр, будет определяться знаком разности температур датчиков.

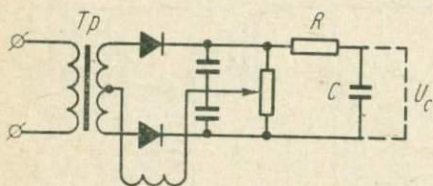


Рис. 6.3. Интегрирующая приставка к структурному термометру

Чтобы непосредственно на выходе схемы получать результат интегрирования по времени, а тем самым и величину среднего значения, может быть применен следующий прием.

Выходной сигнал термометра подается не на электроизмерительный прибор, а на RC -цепочку, прибор же подключается к емкостному сопротивлению C (рис. 6.3). Тогда на клеммах прибора будет создаваться напряжение

$$U_C = \frac{1}{C} \int i t \tau, \quad (6.9)$$

где i — ток, протекающий по RC -цепочке.

Если омическое сопротивление цепочки значительно больше реактивного

$$R \gg \frac{1}{\omega C}, \quad \text{или} \quad RC \gg \frac{1}{\omega}, \quad (6.10)$$

где ω — частота изменения температуры $T = T(\tau)$, то

$$i = \frac{\varepsilon(\tau)}{R}, \quad (6.11)$$

где $\varepsilon(\tau)$ — напряжение на выходе фильтра, являющееся электрическим аналогом изменения температуры $T(\tau)$.

Для определенности здесь и в некоторых случаях далее говорится о температуре, однако под величиной $T(\tau)$ следует понимать любую физическую величину, которая может быть выраже-

на электрическом аналоге. При отсутствии заметных искажений сигнала

$$\varepsilon(\tau) = KT(\tau), \quad (6.12)$$

где K — константа.

Если условия (6.10) и (6.12) выполняются, то уравнение (6.11) может быть переписано в виде

$$U_C = \frac{1}{RC} \int \varepsilon(\tau) d\tau = \frac{K}{RC} \int T(\tau) d\tau. \quad (6.13)$$

Таким образом, на выходе приставки может быть получена электрическая величина U_C , пропорциональная среднему значению температуры. Осреднение будет выполняться тем точнее, чем лучше выполняется условие (6.10). Последнее может быть записано также в виде

$$RC \gg \tau, \quad (6.14)$$

где τ — максимальный период изменения температуры, подлежащий регистрации.

Разумеется, что подключенный к RC -цепочке электроизмерительный прибор должен обладать достаточно высоким сопротивлением.

Из (6.13) и (6.14) видно, что чем точнее выполняется интегрирование, тем больше должен уменьшаться в результате этого полезный сигнал U_C . Он уменьшается в меньшей мере, если вместо простой RC -цепочки применяется интегрирующий усилитель.

Чтобы автоматически определить $T - \bar{T}$ или какую-либо функцию этой величины, например

$$|T'| = |T - \bar{T}|,$$

необходимо в схему ввести запоминающие блоки, которые фиксируют электрический сигнал, являющийся аналогом величины $T = T(\tau)$, и позволяют затем воспроизводить этот сигнал.

Блок-схема аппаратуры, предназначенной для автоматического определения T , $|T - \bar{T}|$ и числа N , показана на рис. 6.4, а. Сигнал от датчика поступает в интегрирующий и одновременно в запоминающий блоки.

По прошествии времени, равного выбранному интервалу осреднения $\tau_2 - \tau_1$, на вычитающий блок поступают два сигнала: с интегратора — сигнал постоянный и равный среднему значению измеряемой величины T , с запоминающего блока — сигнал, меняющийся в соответствии с изменением величины T , но задержанный на время $\tau_2 - \tau_1$. Соответствующие сигналы показаны на рис. 6.4, б. После прохождения вычитающего блока сигнал T оказывается сдвинутым по оси ординат на величину \bar{T} и равным

$T' = T - \bar{T}$ (рис. 6.4, в). Поступая далее на вентили, сигнал разделяется на две части: $T' \geq 0$ и $T' \leq 0$ (рис. 6.4, г и д). Далее, после сложения абсолютных величин получается сигнал, отображающий абсолютную величину T' (рис. 6.4, е). После интегрирования получается среднее значение $|T'|$.

Для подсчета числа N к вентилям подключаются счетные блоки, срабатывающие каждый раз, когда сигнал T оказывается равным нулю. Вообще говоря, достаточно подключить один из счетчиков числа N : либо к вентилю $T' \geq 0$, либо к вентилю $T' \leq 0$.

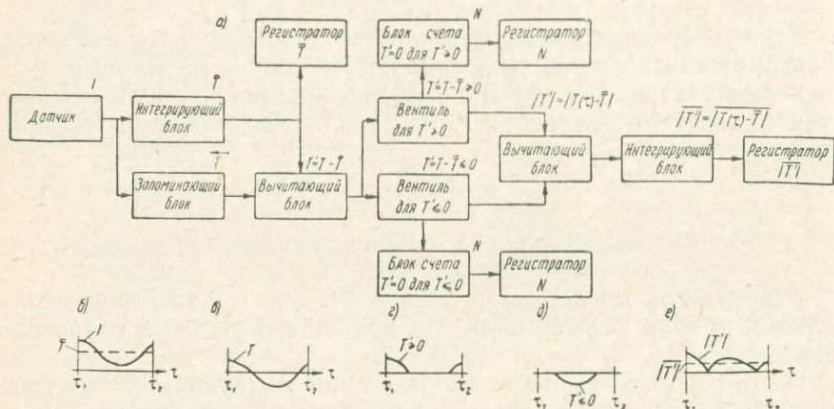


Рис. 6.4. Блок-схема автоматического определителя величин \bar{T} , $|T'|$, N

Однако с целью контроля могут быть подключены два счетчика. Счетчик числа N может быть подключен не к вентилям, а к вычитающему блоку, выдающему T' . Такой счетчик срабатывает каждый раз, когда меняется знак T' . В качестве чувствительного элемента в таком счетчике может быть использовано поляризованное реле.

Интегрирование T' можно принципиально выполнять либо только для $T' \geq 0$, либо только для $T' \leq 0$, так как очевидно, что при точном определении \bar{T} средние значения T' для $T \geq 0$ и $T' \leq 0$ равны друг другу. Однако для контроля определяют сумму абсолютных значений этих величин.

Блок-схема второго варианта автоматического определителя \bar{T} , $|T - \bar{T}|$, N показана на рис. 6.5. Сигнал датчика фиксируется запоминающим блоком. С запоминающего блока сигнал поступает на интегрирующий блок и далее в вычитающий. В тот же вычитающий блок через время $\tau_2 - \tau_1$ поступает сигнал непосредственно с запоминающего блока. Тогда вычитающий блок выдает величину $T - \bar{T}$. Дальнейшая обработка идет по схеме, изображенной на рис. 6.4. В этом варианте работа может выполняться не

сразу в процессе измерения, а в любое другое время, притом в случае необходимости неоднократно.

Если вместо среднего абсолютного отклонения от среднего должно определяться среднее квадратичное отклонение от среднего, то в схему включается дополнительный блок возведения в квадрат (квадратор).

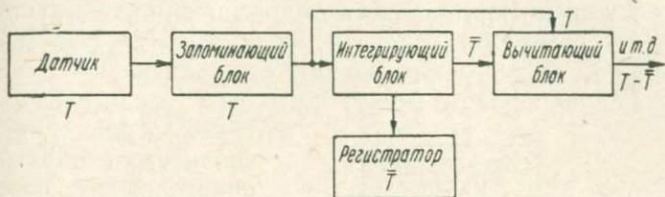


Рис. 6.5. Блок-схема автоматического определителя $\overline{|T - \bar{T}|}$ (второй вариант)

На рис. 6.6 показана блок-схема коррелометра — автоматического определителя коэффициента корреляции временных полей двух величин T_1 и T_2 . Сигнал $T' = T - \bar{T}$ (см. рис. 6.4) поступает

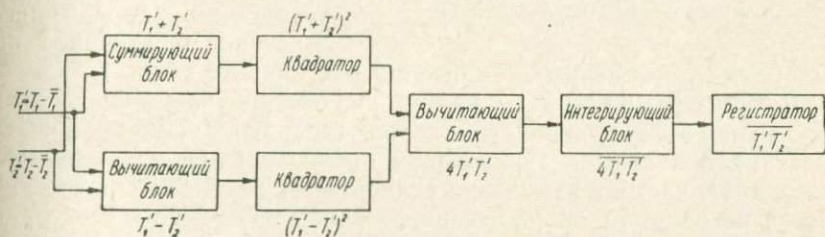


Рис. 6.6. Блок-схема автоматического определителя коэффициента корреляции $R_{x,y}(0)$

на суммирующий и вычитающий блоки, далее на квадраторы. В вычитающем блоке встречаются сигналы квадратов суммы и разности. В этом блоке создается выходной сигнал

$$4T_1'T_2' = (T_1' + T_2')^2 - (T_1' - T_2')^2.$$

Далее после интегрирования получается искомая величина

$$R_{x,y}(0) = \overline{T_1'T_2'} = \overline{(T_1' - \bar{T}_1')(T_2' - \bar{T}_2')}.$$

Еще один вариант автоматического определителя показан на рис. 6.7. В этом варианте нет запоминающего блока. Сигнал непрерывно поступает на вычитающий блок по двум путям: непосредственно и через интегрирующий блок. Тогда выходной сигнал

вычитающего блока будет электрическим аналогом величины

$$T' = T - \bar{T}.$$

Эта величина, однако, отличается от той, которая определялась описанной выше аппаратурой. Выше величина \bar{T} была постоянной для выбранного интервала времени $\tau_2 - \tau_1$. Теперь величина \bar{T} непрерывно меняется (скользит во времени). Она характеризует интервал времени $RC = \tau_2 - \tau_1$, который не меняется по величине, но непрерывно смещается во времени.

Вычитающим блоком может быть сам усилитель сигнала.

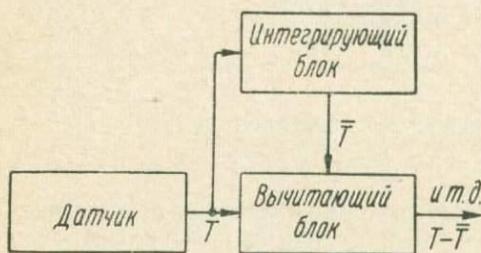


Рис. 6.7. Блок-схема автоматического делителя T' при скользящем T

В этом случае применяют усилитель с обратной отрицательной связью через интегратор. Схема одного из вариантов аппаратуры для автоматического определения структурных характеристик при меняющейся (скользящей) средней показана на рис. 6.8. Это счетно-решающее устройство непрерывного действия, построенное на

балансных двухтактных усилителях постоянного тока.

Датчик физической величины T (температуры или другой аэрофизической величины) питается генератором, обладающим постоянной частотой, значительно превосходящей максимально возможную частоту изменения величины T . Тот же генератор является источником опорного напряжения фазового детектора. Усиленный до необходимого уровня, а затем протестированный сигнал, являющийся электрическим аналогом величины T , линеаризуется, если это необходимо (см. ниже), и поступает на правую сетку двойного триода L_1 , а через интегрирующую RC -цепочку — на левую сетку того же триода. Так как при интегрировании величина сигнала уменьшается в RC раз, то при сравнении \bar{T} и T сигнал, являющийся аналогом T , должен быть уменьшен во столько же раз (соответствующий делитель на рисунке не показан).

Первая искомая величина \bar{T} получена. Она регистрируется самопишущим вольтметром B , включенным в интегрирующий контур, на непрерывно движущейся бумажной ленте.

Разность токов в правой и левой половинах лампы L_1 определяется величиной $T - \bar{T}$. Через катоды лампы L_1 сигнал $T - \bar{T}$ передается на сетки ламп L_2 и L_3 .

С анодов лампы L_3 сигнал поступает на двойной диод L_4 , включенный по двухполупериодной схеме. Благодаря этому он

выдает абсолютное значение сигнала $T - \bar{T}$. Интегрирующей $R'C'$ -цепочкой сигнал интегрируется. Полученная величина $|T - \bar{T}|$ регистрируется самопишущим вольтметром B' на той же бумажной ленте, что и величина \bar{T} . С анодов лампы L_2 сигнал поступает в обмотку электромагнита $\mathcal{E}M$, якорь которого представляет собой миниатюрный магнит, замыкающий первичную обмотку трансформатора T_p каждый раз, когда происходит перемена знака $T' = T - \bar{T}$. В такие моменты реле P срабатывает и дает от-

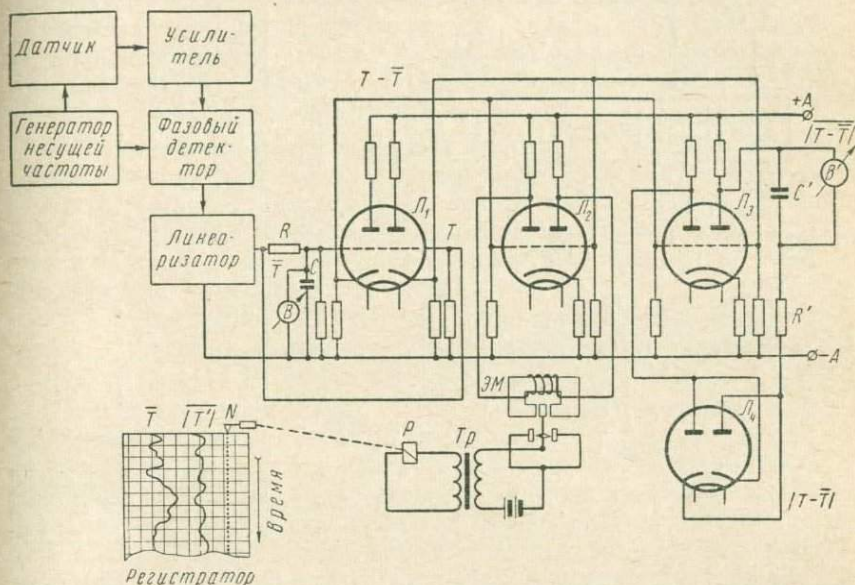


Рис. 6.8. Принципиальная схема автоматического определителя \bar{T} , $|T - \bar{T}|$, N при скользящем \bar{T}

метку на бумажной ленте регистратора. Эта часть прибора может быть изменена следующим образом. Вместо трансформатора T_p и реле P в схему может быть включена спусковая схема, вырабатывающая стандартизованный импульс каждый раз, когда меняется знак $T - \bar{T}$. Эти импульсы подаются на RC -контур. Напряжение на этом контуре оказывается тем большим, чем чаще поступают импульсы, т. е. чем больше частота изменения знака величины T' . В таком варианте регистрация числа N может вестись непрерывно, как и величины \bar{T} и $|T' - \bar{T}|$.

Рассмотренный способ определения T' при непрерывно меняющемся \bar{T} равносильно измерению температуры дифференциальным термометром, датчики которого установлены в одной точке, но обладают разными коэффициентами инерции: один

имеет коэффициент инерции $\lambda_1 = \tau_2 - \tau_1$, а другой — $\lambda_2 \ll \lambda_1$. Первый датчик будет реагировать только на медленные изменения температуры, второй — и на медленные и на быстрые. Дифференциальный термометр будет фиксировать их разность.

При определении корреляционных функций запоминание сигнала необходимо не только для определения среднего значения, но, кроме того, в последующих блоках для того, чтобы получить сигнал сдвинутым во времени на величину Δ .

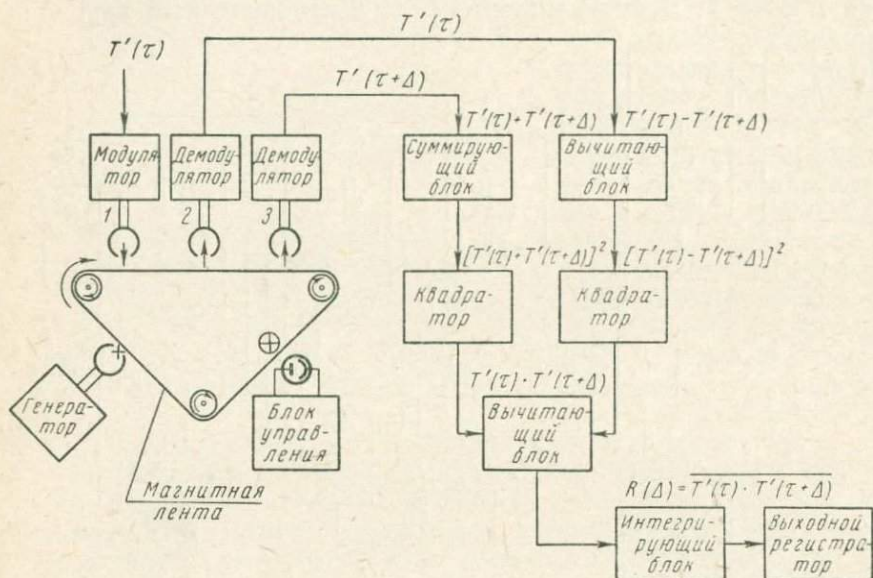


Рис. 6.9. Блок-схема автоматического определителя автокорреляционной функции $R(\Delta)$

На рис. 6.9 показан вариант автоматического определителя автокорреляционной функции $R(\Delta)$.

Сигнал $T' = T - \bar{T}$ путем модуляции (частотной, амплитудной или какой-либо другой — см. гл. VIII) превращается в удобный для регистрации на бесконечной магнитной ленте и подается в записывающую головку 1. Лента движется относительно головки, и сигнал оказывается записанным на ленте.

Воспроизводящих головок две: неподвижная 2 находится в непосредственной близости от записывающей, головка 3 может дискретно смещаться относительно первой.

Первая воспроизводит сигнал $T'(\tau)$, вторая — $T'(\tau + \Delta)$, причем при фиксированной скорости движения ленты расстояние между воспроизводящими головками прямо пропорционально сдвигу времени Δ .

После демодуляции сигналы $T'(\tau)$ и $T'(\tau+\Delta)$ поступают в блоки, такие же как на рис. 6.6, поэтому пояснения не требуют. После прохождения блоков, как легко понять, получается сигнал $R(\Delta)$.

Блок управления выполняет следующие операции: подключает модулятор к источнику сигнала $T'(\tau)$ и одновременно включает мотор, движущий ленту, после чего в течение времени $\tau_2 - \tau_1$ идет запись, воспроизведение и обработка сигнала. В момент τ_2 блок управления включает выходной регистратор, на котором записывается значение $R(\Delta)$ при данном значении Δ .

Затем блок управления отключает сигнал $T'(\tau)$ или выключает записывающую головку, смещает на некоторое фиксированное расстояние подвижную воспроизводящую головку и одновременно дискретно смещает ленту регистратора.

Начинается новый цикл воспроизведения и обработки сигнала, записанного на ленте, но теперь при новом измененном значении Δ и неработающей записывающей головке. Заканчивается цикл регистрацией величины $R(\Delta)$ при новом значении Δ . Так повторяется до тех пор, пока в результате последовательного увеличения Δ не окажется равным $\tau_2 - \tau_1$.

После этого блок управления включает стирающую головку, запись стирается, и прибор оказывается подготовленным для обработки нового интервала $\tau_2 - \tau_1$.

Программа, по которой работает блок управления, записывается на той же ленте. Если используют магнитную запись, то ее наносят в стороне от основной дорожки, чтобы сохранить при стирании обрабатываемого сигнала. Программа может быть нанесена в виде отверстий на ленте, благодаря чему в управляющий блок подается сигнал, когда отверстие оказывается в створе между лампочкой и фотоэлементом. Этот вариант имеется в виду для случая, изображенного на рис. 6.9.

В других вариантах приборов имеются две записывающие головки, работающие на одной и той же ленте на параллельных дорожках, на которых записываются одновременно две величины, например пульсации температуры и скорости воздушного потока. Такой прибор позволяет определять взаимно корреляционную функцию.

Вместо выходного регистратора может ставиться еще один запоминающий блок. Тогда после окончания обработки сигнала при всех значениях Δ значение $R(\Delta)$ может обрабатываться по заданной программе. Нередко требуется знать лишь интеграл от $R(\Delta)$ по времени $\tau_2 - \tau_1$.

Тогда обработка сводится к простому суммированию, что может быть выполнено с помощью обычного сумматора сигналов (например, счетчика импульсов, если выходной сигнал модулирован по частоте следования импульсов).

Наряду с термометрами сопротивления для измерения структурных характеристик температурного поля применяют акустические термометры, рассмотренные в § 2.5. В качестве окончательного электронизмерительного прибора в структурных акустических термометрах обычно применяют шлейфовые осциллографы. Акустические структурные термометры могут работать также и в комплекте с автоматическими определителями структурных характеристик.

§ 6.3. СТРУКТУРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ВОЗДУШНЫХ ПОТОКОВ

Основными структурными измерителями воздушных потоков являются тепловые анемометры сопротивления с тонкими платиновыми нитями (диаметр 10—30 мкм) в качестве чувствительных элементов. Оценка тепловой инерции таких нитей была дана в § 6.2.

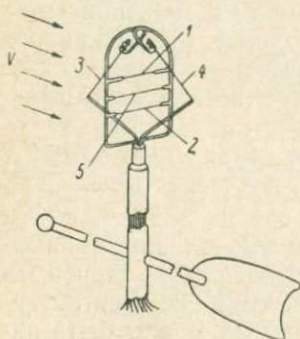


Рис. 6.10. Датчик структурного измерителя температуры воздуха и ветра (на принципе термометра и теплового анемометра сопротивления)

Электрические схемы структурных тепловых анемометров сопротивления в принципе тождественны схемам структурных термометров. Но так как скорость ветра является величиной векторной, то для ее определения необходимо выполнять измерения трех величин, например модуля скорости и двух углов, характеризующих направление вектора, в то время как для определения температуры, являющейся скалярной величиной, достаточно измерять одну величину, однозначно связанную с температурой.

На рис. 6.10 показан датчик структурного измерителя температуры, модуля скорости воздушного потока и вертикальной составляющей вектора скорости. Флюгарка имеет строго вертикальную ось и ориентирует платиновые нити таким образом, что 1, 2 и 5 оказываются перпендикулярными вектору скорости потока, а 3, 4 — в плоскости вектора скорости. Система нитей 1, 2, 3, 4 позволяет измерить модуль скорости воздушного потока и наклон вектора скорости по отношению к горизонту (см. § 4.4). Нить 5 является датчиком температуры.

Сигнал разбаланса, который создается в измерительных диагоналях моста анемометра, может усиливаться одним из двух упомянутых в § 6.2 способов. На рис. 6.11 показана электрическая схема одного из вариантов измерителя наклона вектора скорости потока. Усиление выполняется посредством усилителя

постоянного тока, состоящего из трех каскадов и построенного по двухтактной схеме с непосредственной связью между каскадами. Нити 3, 4 являются частью моста сопротивления, включающего в себя, кроме нитей, два одинаковых сопротивления.

Сигнал разбаланса моста поступает на управляющие сетки ламп Λ_1 и Λ_2 , составляющих первый каскад усиления. При этом происходят одинаковые по величине, но обратные по знаку изме-

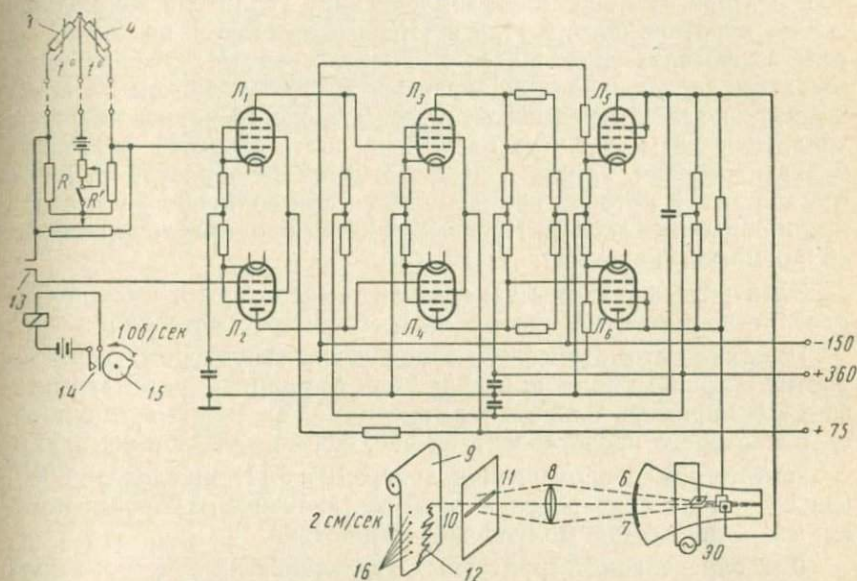


Рис. 6.11. Измеритель составляющей скорости воздушного потока

нения потенциалов сеток ламп Λ_1 и Λ_2 , с анодов которых сигналы поступают на управляющие сетки ламп второго каскада усиления (лампы Λ_3 и Λ_4) и далее на управляющие сетки ламп третьего каскада усиления (лампы Λ_5 и Λ_6). Второй каскад в точности повторяет первый, третий отличается от них тем, что лампы работают в режиме триодов.

Выводы с анодов обеих ламп последнего каскада непосредственно присоединены к отклоняющим пластинам электронного осциллографа ЭО. При таком включении постоянные составляющие анодных напряжений взаимно уничтожаются, и разность потенциалов горизонтально отклоняющих пластин оказывается пропорциональной величине сигнала рассогласования моста сопротивлений.

На вертикально отклоняющие пластины осциллографа подается переменное напряжение постоянной амплитуды, в результате чего изображение электронного луча на экране растягивает-

ся в вертикально расположенную линию 6—7. Эта линия объективом 8 фокусируется на непрерывно движущуюся фотобумагу 9. Между объективом и бумагой устанавливается экран с горизонтальной щелью 10—11, благодаря чему линия 6—7 на бумаге изображается точкой, двигающейся при изменении сигнала разбаланса параллельно щели 10—11 и дающей фотозапись 12.

Для отметки на ленте фотобумаги нулевого положения провод, идущий от моста к первому каскаду усилителя, периодически на короткие промежутки времени разрывается на контактах реле 13, которое управляется с помощью реле 14. Последнее замыкается непрерывно вращающимся фигурным диском 15. В тот момент, когда диск замыкает реле 14, реле 13 размыкается, на усилитель сигнал не поступает, и на ленте делается очередная нулевая отметка. Линия нулевых отметок 16 образует на ленте ось абсцисс, к которой привязываются при градуировке прибора и при обработке записи. Нулевые отметки одновременно являются и отметками времени.

Электрические схемы измерителя температуры и модуля скорости в описываемом приборе аналогичны рассмотренной.

Принцип автоматического определения структурных характеристик ветрового поля не отличается от принципа, рассмотренного в § 6.2 применительно к термометрам. Так, например, прибор, схема которого представлена на рис. 6.6, позволяет в комплекте с анемометром сопротивления (рис. 6.10 и 6.11) определить $W'V'$, где W' — пульсация вертикальной составляющей скорости потока, а V' — пульсация модуля скорости потока.

Для определения структурных характеристик ветрового поля применяют также акустические анемометры, рассмотренные в § 4.5. Примером структурного акустического анемометра может служить прибор, датчик которого показан на рис. 6.12, а, а блок-схема — на рис. 6.12, б. Датчик включает в себя два миниатюрных излучателя 4, 5 и два миниатюрных приемника 6, 7. Акустические сигналы посылаются излучателями к приемникам в двух противоположных направлениях. Генератор 1, возбуждающий излучатели, работает на частоте 150 кГц. Сигналы подаются через дробные трансформаторы частоты: на излучатель 2 — с частотой 75 кГц ($1/2$ от 150 кГц), на излучатель 3 — с частотой 100 кГц ($2/3$ от 150 кГц). Усилители 8, 9 имеют полосы пропускания ± 3 кГц от рабочей частоты. Для приведения к одной частоте, что необходимо для сравнения фаз сигналов от приемников 6 и 7, применяется умножение частоты сигналов с помощью умножителей частоты 10, 11. Частота сигнала от приемника 6 умножается на 8, а от приемника 7 — на 6. После умножения частоты сигналы с частотой 600 кГц подаются на сместители 12, 13, на которые одновременно подаются сигналы с частотой 602 кГц от отдельного гетеродина 14.

Сигнал с частотой $602 - 600 = 2$ кГц со сместителей подается на калиброванный фазовращатель 15 и далее на фазометр 16. С целью отфильтровывания высокочастотных шумов на выходе фазометра ставится фильтр с полосой пропускания от 0 до 10^2 гц. Выходное напряжение фазометра пропорционально разности фаз

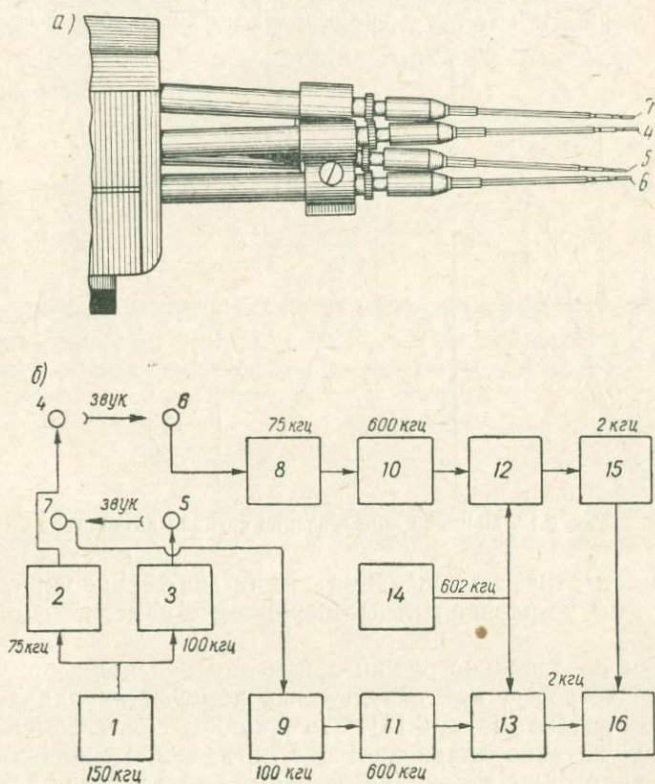


Рис. 6.12. Структурный акустический анемометр:
а — датчик; б — блок-схема

сигналов, которая в свою очередь пропорциональна составляющей скорости воздушного потока по направлению, соединяющему излучатели и приемники.

В последнее время для структурных измерений ветра стали применять высокочастотные искровые анемометры (см. § 5.6). С целью определения структурных характеристик поля влажности воздуха применяются два вида гигрометров — радиационные и конденсаторные с воздушным диэлектриком. Соответствующая аппаратура применительно к естественным условиям пока еще не разработана.

Применительно к структурным измерениям часто возникает задача линейризации сигналов датчиков.

Если нелинейность зависимости между изменением измеряемой величины и выходным электрическим сигналом при регистрации их на обычных электроизмерительных приборах нежелательна в связи с неудобствами расшифровки записи, то автоматическая обработка таких сигналов принципиально недопустима,

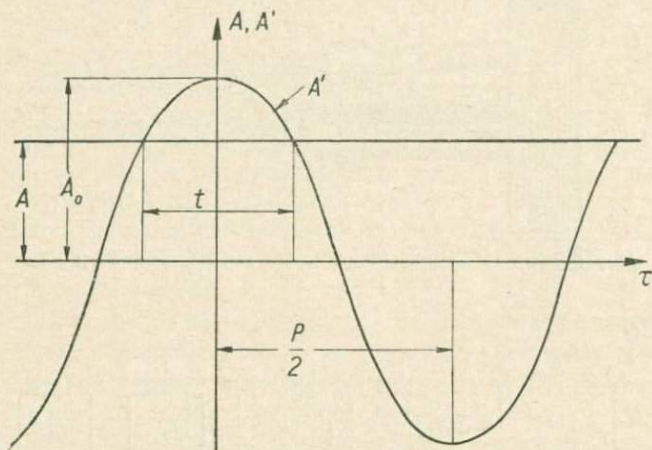


Рис. 6.13. Принцип линейризации сигнала датчика

так как математические операции с ними (интегрирование, вычитание и т. п.) не эквивалентны операциям с измеряемыми величинами.

Укажем на довольно общий прием линейризации, применяющийся, в частности, при структурных измерениях направления воздушных потоков (рис. 6.13). Его сущность заключается в том, что сигнал датчика сравнивается с сигналом, меняющимся во времени по тому же закону, по которому сигнал датчика меняется вслед за изменением измеряемой величины. Рассмотрим этот прием на примере датчика величины x , вырабатывающего сигнал A , меняющийся по закону

$$A = A_0 \cos\left(\frac{2\pi}{P} x\right), \quad (6.15)$$

где P — период изменения сигнала, измеренный в тех же единицах, что и величина x ;

A_0 — амплитуда изменения сигнала A .

Включим в схему прибора генератор, вырабатывающий сигнал A' , непрерывно меняющийся во времени τ по закону

$$A' = A_0 \cos\left(\frac{2\pi}{P} \tau\right), \quad (6.16)$$

где p — период изменения сигнала A , измеренный в единицах времени.

Об оптимальной величине p скажем ниже. Сейчас укажем лишь, что период должен быть достаточно малым. Подадим на вычитающий блок сигналы A и A' и далее сигнал разности $\xi = A - A'$ на вентиль, пропускающий сигнал $\xi \geq 0$.

Время τ между последующими моментами, в которые выполняется условие $\xi = 0$, находится в линейной зависимости от x . Действительно, когда $A' = A$,

$$\frac{2\pi}{p} \frac{\tau}{2} = \frac{2\pi}{P} x,$$

откуда

$$x = \frac{P}{p} \frac{\tau}{2}. \quad (6.17)$$

Измерение времени может быть выполнено, например, следующим способом. Подадим сигнал ξ на ограничитель, обеспечивающий в импульсе постоянное значение силы тока i при условии

$$i \ll \frac{A_0}{R'}, \quad (6.18)$$

где R' — суммарное сопротивление цепи.

Затем подадим сигнал на RC -контур. Уравнение контура имеет вид

$$C \frac{dV}{d\tau} = \frac{i\tau}{p} - \frac{v}{R}, \quad (6.19)$$

где v — напряжение на контуре, которое служит выходным сигналом контура.

Для установившегося состояния $\frac{dv}{d\tau} = 0$ и $\frac{i\tau}{p} = \frac{v}{R}$, откуда

$$x = \frac{P}{p} \frac{\tau}{2} = \frac{P}{2iR} v. \quad (6.20)$$

Для оценки динамических погрешностей интегрирования, возникающих в связи с тем, что градуировка прибора выполняется в статических условиях (при различных, но фиксированных значениях величины x), а работает прибор обычно при непрерывно меняющейся величине x , предположим, что величина x меняется во времени в среднем с некоторой постоянной скоростью α :

$$x = x_0 + \alpha\tau. \quad (6.21)$$

и одновременно колеблется около среднего значения по случайному закону.

Подставив (6.20) в (6.21), выполнив интегрирование и положив

$$\tau \gg RC, \quad (6.22)$$

получим

$$x = \frac{T}{2iR} v + RC\alpha. \quad (6.23)$$

Второе слагаемое представляет собой динамическую погрешность интегрирования (с обратным знаком). Соответствующая относительная погрешность

$$-\frac{RC\alpha}{x}. \quad (6.24)$$

Она тем меньше, чем медленнее меняется измеряемая величина x (малые значения α) и чем меньше постоянная времени контура RC по сравнению с величиной $\frac{x}{\alpha}$, также имеющей размерность времени.

В пределе при $\alpha \rightarrow 0$ погрешность (6.24) исчезает (статические условия). Величина (6.24) должна приниматься во внимание при выборе параметров прибора, практически при выборе RC , так как α и x целиком определяются поставленной задачей. На величину RC должно быть наложено еще одно ограничение: она должна быть меньше постоянной времени датчика, иначе контур не будет успевать следовать за изменением измеряемой величины x .

С другой стороны, погрешность интегрирования за счет случайных колебаний величины x примерно равна

$$\frac{\delta x}{x} = \frac{0,67}{\sqrt{2RCn}}, \quad (6.25)$$

где n — число импульсов, поступающих на контур в единицу времени. В нашем случае $n = \frac{1}{p}$ и

$$\frac{\delta x}{x} = 0,67 \sqrt{\frac{p}{2RC}}. \quad (6.26)$$

Уменьшая p , мы можем свести погрешность (6.26) к допустимому минимуму, какой бы малой ни пришлось выбирать постоянную времени RC с целью уменьшения погрешности (6.24). Несколько усложнив схему, можно уменьшить погрешность (6.24), не меняя RC .

Напряжение v , которое служит электрическим аналогом измеряемой величины и линейно [по уравнению (6.20)] связано с

ней, подается на автоматический определитель и обрабатывается одним из приемов, рассмотренных выше.

Данный метод линеаризации может быть успешно применен не только к периодически меняющимся сигналам, но и к любым, изменение которых может быть достаточно точно представлено отрезком периодической функции. Метод применим не только для непрерывных зависимостей, но и для любых других, в частности для сигналов, промодулированных по частоте следования импульсов.

В качестве структурных характеристик аэрофизических величин в некоторых случаях применяют функции распределения пульсаций по амплитудам или частотам. В таких случаях применяются комплекты амплитудных и частотных фильтров, выделяющих сигналы, укладываемые по своим амплитудам или частотам в заранее заданные пределы. Трудности применения стандартных амплитудных и частотных анализаторов связаны главным образом с наличием низкочастотных составляющих пульсаций. Чтобы несколько смягчить положение, иногда прибегают к такому приему. Записывают сигнал датчика на магнитную ленту на малой скорости движения ленты, а затем при анализе сигнала заставляют двигаться ее с большей скоростью. Таким образом, искусственно повышают частоты изменения анализируемого сигнала во столько раз, во сколько раз отличаются скорости движения ленты при анализе и при записи.

§ 6.4. ИЗМЕРЕНИЕ ПОРЫВИСТОСТИ ВЕТРА

При измерении воздушных потоков в естественных условиях, кроме средних значений скорости и направления ветра, интересуются так называемой *порывистостью* (по скорости и по направлению). Порывистость по скорости обычно характеризуют максимальным значением скорости ветра за интервал наблюдений, порывистость по направлению — максимальным отклонением направления ветра от среднего.

Между тем, эти величины не характеризуют структуру ветра и часто оказываются совершенно случайными. Для характеристики временной структуры ветра следует использовать величины, рассмотренные в начале настоящей главы. Для практических целей достаточно определить среднее абсолютное отклонение от среднего (по скорости $|V - \bar{V}|$ и по направлению $|R - \bar{R}|$) и с помощью этих величин характеризовать вероятность тех или иных отклонений скорости и направления ветра от среднего.

Чтобы перейти от $|V - \bar{V}|$ или $|R - \bar{R}|$ к вероятности того или иного отклонения от среднего, необходимо знать распределения этих отклонений. В пределах объема знаний о структуре ветра, которые в настоящее время накоплены, этот закон должен ап-

проксимироваться известным уравнением повторяемости случайных величин. Напишем его для скорости ветра (для направления аналогично):

$$W = \frac{1}{V \sqrt{2\pi(V-\bar{V})^2}} \exp \left[-\frac{(V-\bar{V})^2}{2(V-\bar{V})^2} \right], \quad (6.27)$$

где W — вероятность того, что при заданном среднеквадратичном отклонении скорости от среднего значения отклонение скорости будет равно $V - \bar{V}$.

Найдем среднее абсолютное отклонение, чтобы заменить им в уравнении (6.27) среднеквадратичное отклонение от среднего:

$$\begin{aligned} |\overline{V-\bar{V}}| &= \int_{-\infty}^{+\infty} (V-\bar{V}) W dV = \\ &= 2 \int_0^{\infty} (V-\bar{V}) \frac{1}{V \sqrt{2\pi(V-\bar{V})^2}} e^{-\frac{(V-\bar{V})^2}{2(V-\bar{V})^2}} dV = \sqrt{\frac{2}{\pi} (V-\bar{V})^2}. \end{aligned} \quad (6.28)$$

Подставив (6.28) в (6.27), получим

$$W = \frac{1}{\pi |V-\bar{V}|} e^{-\frac{1}{\pi} \left(\frac{V-\bar{V}}{|V-\bar{V}|} \right)^2}. \quad (6.29)$$

Чтобы получить вероятность отклонения скорости ветра от 0 до заданного значения $V - \bar{V}$, надо проинтегрировать (6.29) от 0 до этого значения:

$$W_{\text{ин}} = \frac{1}{\pi |V-\bar{V}|} \int_0^{V-\bar{V}} e^{-\frac{1}{\pi} \left(\frac{V-\bar{V}}{|V-\bar{V}|} \right)^2} d(V-\bar{V}). \quad (6.30)$$

Сделав замену переменной $\frac{1}{\pi} \left(\frac{V-\bar{V}}{|V-\bar{V}|} \right)^2 = z^2$, приходим к выражению

$$W = \frac{1}{V \sqrt{\frac{\pi}{2}} |V-\bar{V}|} \int_0^{z \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{|V-\bar{V}|}{\sqrt{\frac{\pi}{2}}}} e^{-z^2} dz. \quad (6.31)$$

Задавая различные значения $V - \bar{V}$, получим характеристики порывистости, соответствующие вероятности отклонения ветра

от среднего значения W и вероятности отклонения, не большую, чем $V - \bar{V}$.

В дальнейшем, когда будут установлены законы временных колебаний ветра, более соответствующие действительности, чем (6.27), именно они будут использоваться для характеристики порывистости, однако принцип определения порывистости, по-видимому, останется прежним.

Глава VII

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СРЕДСТВ АТОМНОЙ ФИЗИКИ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

§ 7.1. НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ АТОМНОЙ ФИЗИКИ

Атомное ядро состоит из положительно заряженных частиц — протонов и электрически нейтральных частиц — нейтронов. Вокруг ядра движутся электроны, образуя электронные оболочки. Заряд электрона равен одному отрицательному элементарному заряду $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ к, а заряд протона по абсолютной величине равен заряду электрона, но обратен ему по знаку. Атом в целом электрически нейтрален, так как число электронов на орбитах равно числу протонов в ядре. Это число определяет порядковый номер элемента в таблице Менделеева.

Массы протонов, нейтронов и атомных ядер принято выражать в физической шкале масс, в которой масса основного изотопа кислорода обозначена цифрой 16. В такой шкале массы протонов и нейтронов соответственно равны 1,00812 и 1,00893. Округленные до целых чисел массы в физической шкале называют *массовыми числами*.

Для обозначения атомов и ядер пользуются символами элементов и числами, указывающими на заряд ядра (порядковый номер в таблице Менделеева) и на его массовое число. Так, например, основной изотоп кислорода, имеющий массовое число 16 и порядковый номер 8, обозначается O_8^{16} . Основной изотоп гелия имеет в ядре два протона и два нейтрона и соответственно обозначается He_2^4 .

В изотопах O_8^{16} и He_2^4 число протонов равно числу нейтронов. Однако атомное ядро может иметь нейтронов больше или мень-

ше, чем протонов. Атомы, отличающиеся друг от друга числом нейтронов при равных количествах протонов, образуют систему изотопов данного элемента. Их порядковые числа одинаковы, но массовые числа различны. Так, например, естественный кислород состоит из трех изотопов O_8^{16} , O_8^{17} , O_8^{18} .

Различают стабильные (устойчивые) и радиоактивные изотопы. Последние с течением времени самопроизвольно, без какого-либо внешнего воздействия превращаются в изотопы других элементов. Ряд радиоактивных изотопов встречается в естественном виде в земле и в атмосфере. Это так называемые *естественно-радиоактивные* изотопы. Другие — *искусственно-радиоактивные* — получаются в результате искусственного изменения состава ядер стабильных или естественно-радиоактивных изотопов.

Известны четыре основных вида радиоактивных превращений: альфа-распад, бета-минус-распад (электронный распад), бета-плюс-распад (позитронный распад) и электронный захват. Если в процессе радиоактивного превращения остаточные продукты превращения сначала оказываются в состоянии с избыточной энергией, а затем переходят в стабильное состояние, то при этом возникает γ -излучение, представляющее собой поток жестких рентгеновских лучей.

Радиоактивный распад характеризуют следующими величинами: временем полураспада (или обратно пропорциональной ему величиной — постоянной распада), числом распадов в единицу времени и кинетической энергией продуктов распада. Выясним смысл указанных величин.

Основной закон радиоактивного распада гласит, что *активность источника, под которой понимают число ядер, распадающихся в единицу времени* — $\frac{dN}{d\tau}$, пропорциональна числу *нераспавшихся ядер* N :

$$-\frac{dN}{d\tau} = \lambda N, \quad (7.1)$$

где λ — постоянная распада, характерная для данного радиоактивного изотопа.

Интегрируя (7.1) по времени от 0 до τ , а по числу нераспавшихся ядер от N_0 до N , получим

$$N = N_0 e^{-\lambda\tau}. \quad (7.2)$$

Период полураспада $\tau_{1/2}$, т. е. время, в течение которого распадается половина всех ядер, может быть получено, если приравнять в этом уравнении $\frac{N_0}{N} = 2$. Тогда

$$\tau_{1/2} = \frac{\ln 2}{\lambda}. \quad (7.3)$$

Подставляя в (7.1) вместо λ его значение из (7.3), получим активность источника, выраженную через период полураспада,

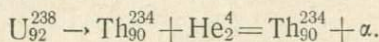
$$-\frac{dN}{d\tau} = \frac{\ln 2}{\tau_{1/2}} N = \frac{\ln 2}{\tau_{1/2}} N_0 e^{-\ln 2 \frac{\tau}{\tau_{1/2}}}. \quad (7.4)$$

Из (7.4) видно, что активность источника тем больше, чем меньше период полураспада. Однако чем меньше период полураспада, тем быстрее убывает активность источника, поэтому в измерительной аппаратуре обычно используют изотопы с большим периодом полураспада, а для обеспечения достаточной активности увеличивают, если это необходимо, массу радиоактивного препарата, т. е. увеличивают N .

В качестве основной единицы активности изотопов в СИ принимают активность источника, в котором происходит один акт распада в секунду. В качестве единицы используют также кюри-величину, в $3,7 \cdot 10^7$ раз большую. Кюри примерно равняется активности одного грамма радия.

В качестве основной единицы кинетической энергии продуктов распада применяется электрон-вольт (эв), равный кинетической энергии, приобретаемой электроном при прохождении ускоряющей его разности потенциалов 1 в.

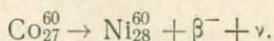
Рассмотрим виды радиоактивных превращений. Альфа-распад заключается в том, что радиоактивное ядро излучает α -частицу, представляющую собой ядро атома гелия с зарядом, равным двум элементарным зарядам, и массовым числом четыре. В результате создается новое ядро элемента, у которого порядковый номер меньше на две единицы, а массовое число — на четыре. Так, например, уран U_{92}^{238} , выделяя α -частицу, превращается в изотоп тория Th_{90}^{234} :



Альфа-частицы вылетают из ядер со скоростью порядка 10^9 см/сек, что соответствует кинетической энергии порядка 10^6 эв. Пролетая через вещество, они сталкиваются с атомами, в результате чего последние могут либо приходиться в возбужденное состояние, либо ионизироваться. Альфа-частицы при этом постепенно теряют свою энергию. Так, в воздухе при нормальных условиях путь пробега α -частиц не превышает нескольких сантиметров. Создающаяся на этом пути плотность ионизации достигает десятков тысяч ионов на сантиметр пути пробега.

Электронный распад (бета-минус-распад) происходит в результате превращения нейтронов в протоны. При таком превращении выделяются электрон и нейтральная частица — нейтрино. Масса нейтрино, как и масса электрона, мала по сравнению с массами протонов и нейтронов, поэтому электронный распад, со-

проводясь увеличением положительного заряда ядра на единицу, не сопровождается изменением массового числа. Так, изотоп кобальта Co_{27}^{60} , испуская электрон β^- и нейтрино ν , превращается в никель Ni_{28}^{60} :

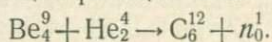


Скорость вылета электронов из ядра при бета-минус-распаде приближается к скорости света. Эта скорость и соответствующая ей кинетическая энергия не являются строго постоянными для данного изотопа; при β^- -распаде вылетают электроны с различными значениями начальных скоростей. Обычно в качестве характеристик энергии β^- -распада применяют максимальную кинетическую энергию, характерную для данного изотопа (верхняя граница β^- -спектра).

Проходя через вещество, β^- -частицы, как и α -частицы, возбуждают и ионизируют атомы. Однако обладая меньшим зарядом и большей скоростью, они слабее взаимодействуют с атомами вещества. Поэтому их путь пробега больше, а плотность ионизации меньше, чем для α -частиц. Так, в воздухе при нормальных условиях β^- -частицы, обладающие энергией порядка миллионов электрон-вольт, пролетают несколько метров.

Ядерные превращения могут сопровождаться γ -излучением, представляющим собой жесткое электромагнитное излучение, распространяющееся со скоростью света. Энергия γ -фотонов зависит от рода применяющихся изотопов и может достигать нескольких миллионов электрон-вольт. Путь распространения γ -фотонов в веществе значительно больше, чем путь пробега α - и β^- -частиц. Так, в воздухе при нормальных условиях γ -фотоны могут распространяться на сотни метров и более.

Нейтроны являются вторичными продуктами радиоактивного распада. Их кинетическая энергия зависит от типа реакции, в результате которой они получены. Как правило, образующиеся нейтроны обладают значительной энергией, составляющей несколько миллионов электрон-вольт. Это так называемые быстрые нейтроны. Так, например, бомбардировка бериллия α -частицами приводит к образованию нейтронов n_0^1 , обладающих энергией 5,3 Мэв. Соответствующая реакция может быть записана в виде

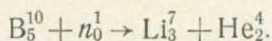


Практическое распространение получили радиово-бериллиевые источники быстрых нейтронов, в которых источником α -частиц является радий. Нейтроны могут быть получены также в результате бомбардировки веществ фотонами или протонами. Так, например, в качестве стандартного источника быстрых нейтронов используется бериллий, который бомбардируется γ -фотонами радиоактивного бромистого радия RaBr_2 .

Проходя через вещество, нейтроны в результате соударения с ядрами постепенно замедляются, принимая в конце концов энергию, равную энергии теплового движения атомов и молекул. Такие нейтроны называются медленными, или тепловыми. Замедляющее действие веществ существенно зависит от их плотности и массовых чисел: чем меньше атомный вес и чем больше плотность вещества, тем быстрее замедляются в нем нейтроны.

Воздух из-за малой плотности почти не замедляет нейтронов. Хорошим замедлителем нейтронов является вода, что используется в тех случаях, когда определение гидрометеорологических величин может быть сведено к измерению количества воды.

Для обнаружения нейтронов используется реакция их взаимодействия с изотопом бора B_5^{10} , в результате которой образуются α -частицы:



Существенно, что вероятность этой реакции обратно пропорциональна скорости движения нейтронов: чем большей кинетической энергией обладают нейтроны, тем менее вероятно осуществление реакции. Быстрые нейтроны с энергией порядка 1 Мэв совершенно не участвуют в реакции, в то время как медленные тепловые нейтроны в значительной степени захватываются бором, способствуя образованию α -частиц.

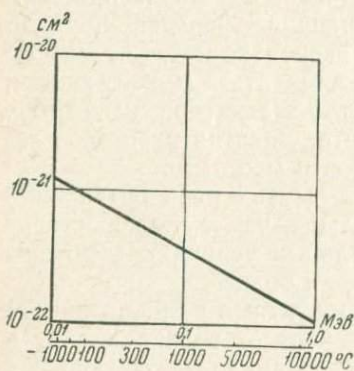


Рис. 7.1. Эффективное сечение захвата нейтронов бором при различных энергиях нейтронов

Вероятность поглощения медленных нейтронов бором как функция их энергии дана на рис. 7.1. Вероятность поглощения характеризуется на этом рисунке эффективным сечением захвата. Нижняя шкала оси абсцисс размечена в температурных единицах, соответствующих энергетическому равновесию нейтронов данной энергии с веществом. Эта шкала наглядно иллюстрирует возможность применения нейтронов для измерения температур замедлителей, в частности воды.

§ 7.2. ИЗМЕРЕНИЯ, ВЫПОЛНЯЮЩИЕСЯ ПРИ РАБОТЕ С ИЗОТОПАМИ

Использование стабильных изотопов в измерительной технике связано с наблюдением за относительным распределением изотопов в пробах веществ. Эта операция выполняется обычно с помощью масс-спектрометров.

Радиоактивные изотопы в измерительной технике используются чаще всего как источники излучения, являющегося результатом их распада. Ниже будут рассмотрены масс-спектрометры и измерители радиоактивных излучений.

Масс-спектрометры

В масс-спектрометрах атомы изотопов сначала ионизируются, а затем системой электрических и магнитных полей фокусируются в соответствии с их массовыми числами либо на коллектор электроизмерительного прибора, либо на фотографическую пластинку.

Схема одного из масс-спектрометров дана на рис. 7.2. Положительные ионы исследуемого вещества, образующиеся в камере 1, разгоняются под действием разности потенциалов U , приложенной между камерой 1 и скважным электродом 2.

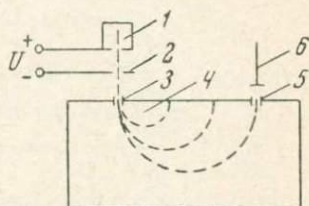


Рис. 7.2. Масс-спектрометр

Системой диафрагм (на рисунке не показаны) ионный пучок направляется через щель 3 в камеру 4, где под действием магнитного поля отклоняется от прямолинейного пути, причем отклонение оказывается зависящим от величины удельного заряда.

Чтобы убедиться в этом, сделаем следующие выкладки. Если ионы разгоняются под действием напряжения U , то каждый ион, имеющий массу m и заряд e , приобретает кинетическую энергию $\frac{mV^2}{2}$ (где V — скорость движения иона), равную изменению его потенциальной энергии eU .

Если $\frac{mV^2}{2} = eU$, то скорость, с которой ион входит в камеру 4,

$$V = \sqrt{\frac{2eU}{m}}. \quad (7.5)$$

Если магниты, создающие магнитное поле, расположены так, что вектор напряженности поля перпендикулярен плоскости рисунка, то под действием магнитного поля ионы будут смещаться в плоскости рисунка строго перпендикулярно вектору скорости. Если напряженность магнитного поля H , то сила, действующая на ион, по закону Лоренца,

$$f = \frac{1}{c} eVH, \quad (7.6)$$

где c — скорость света в пустоте.

Навстречу силе f будет направлена центробежная сила инерции

$$f' = \frac{mV^2}{R}, \quad (7.7)$$

где R — радиус кривизны траектории движения иона.

Так как другие силы, сравнимые по величине с силами f и f' , на ионы в камере 4 не действуют, то для установившегося движения

$$f = f'$$

или

$$\frac{1}{c} eVH = \frac{mV^2}{R}, \quad (7.8)$$

откуда

$$R = \frac{cmV}{eH}. \quad (7.9)$$

Если магнитное поле в пределах камеры 4 достаточно равномерное ($H = \text{const}$), то траектории ионов оказываются окружностями. Подставляя вместо V его значение из (7.5), получим радиус траектории

$$R = \frac{c}{H} \sqrt{2v \frac{m}{e}}. \quad (7.10)$$

Величины H и v являются параметрами камеры и, следовательно, для всех ионов одинаковы, поэтому разделение траекторий ионов происходит в соответствии с величиной удельного заряда e/m . В щель 5 и далее на коллектор 6 попадут ионы с определенным значением e/m . Меняя либо разность потенциалов v , либо напряженность магнитного поля H , можно последовательно подавать на коллектор 6 ионы с различными значениями e/m . Применяя в качестве окончательного прибора самопишущий электронизмерительный прибор, соединенный с коллектором 6, и плавно меняя в процессе измерения либо v , либо H , можно получить непосредственно на ленте самописца относительную повторяемость в исследуемом веществе ионов с различными значениями e/m .

Ионизация атомов исследуемых веществ в камере 1 выполняется обычно либо при электронной бомбардировке вещества в газообразном состоянии, либо при искровом разряде в вакууме. В качестве коллектора ионов в масс-спектрометрах некоторых конструкций служит фотографическая пластинка. При постоянных электрических и магнитных полях и неподвижной пластинке ионы будут распределяться по ней, вызывая почернение в соответствии с величиной удельного заряда.

Измерение радиоактивных излучений

Ионизационные методы. Ионизационные методы, получившие наибольшее распространение в измерительной технике, основаны на способности α -частиц, β -частиц, γ -фотонов и нейтронов вызывать ионизацию газов. Это явление используется в ионизационных камерах, счетчиках Гейгера — Мюллера, пропорциональных счетчиках и камерах Вильсона.

Ионизация газов α - и β -частицами происходит в результате их соударения с молекулами газов, находящимися внутри камер или счетчиков. Эффект непосредственного взаимодействия γ -фотонов с молекулами газов в камерах и счетчиках практически ничтожен. Однако, налетая на стенки и электроды камер или счетчиков, они выбивают из них электроны, которые, сталкиваясь с молекулами газов, ионизируют их.

Для обнаружения нейтронов в камеру или счетчик добавляют изотоп бора B_5^{10} . При взаимодействии медленных нейтронов с бором образуются, как уже указывалось выше, литий и α -частицы, последние ионизируют газ. По интенсивности ионизации можно судить о количестве нейтронов.

Ионизационные камеры. Типовая ионизационная камера представляет собой конденсатор, между электродами которого приложено некоторое постоянное напряжение E (рис. 7.3). Излучение, проникая внутрь камеры через окошко 1, прозрачное для исследуемого излучения, ионизирует молекулы газа либо в результате непосредственного столкновения α - и β -частиц с молекулами газа, содержащегося в камере, либо в результате столкновения с молекулами воздуха электронов, которые выбиваются γ -фотонами из цилиндра 2, являющегося одним из электродов камеры, в данном случае катодом. Образующиеся отрицательные ионы устремляются к аноду, которым служит стержень 3, положительные — к катоду — цилиндру 2. Возникающий в цепи электрический ток измеряется с помощью электроизмерительной аппаратуры. Вся камера экранируется кожухом-экраном 4. Для уменьшения тока утечки между катодом и анодом по изоляторам 5, 6 ставится дополнительный электрод — охранное кольцо 7, на которое подается потенциал, близкий к потенциалу центрального стержня. В некоторых случаях полярность электродов

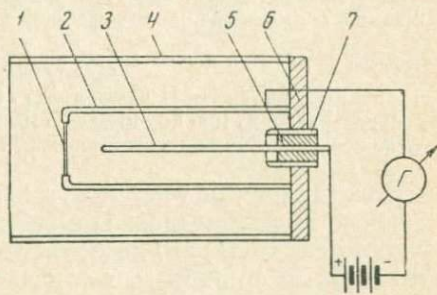


Рис. 7.3. Ионизационная камера

меняют: центральный стержень становится катодом, цилиндр 2 — анодом.

Величина тока в цепи для камеры заданной конструкции зависит от характера и интенсивности излучения, проникающего в камеру, и от разности потенциалов между электродами.

Сила электрического тока, вызванного излучением, может оказаться недостаточной для измерения обычными электроизмерительными приборами.

Пример. В ионизационную камеру, наполненную воздухом при атмосферном давлении, проникает α -излучение энергией 10^6 эв от источника с интенсивностью 1 мкюри. Какой при этом возникает ток насыщения в цепи камеры? Так как на образование одной пары ионов в воздухе требуется энергия, равная в среднем 34 эв, то в нашем случае будет образовываться $\frac{10^6 \cdot 3,7 \cdot 10^4}{34} \approx 10^9$ пар ионов в секунду (так как 1 мкюри = $3,7 \cdot 10^4$ распад/сек). Переносимый ими заряд будет равен $2 \cdot 10^9 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \approx 3 \cdot 10^{-10}$ к/сек = $3 \cdot 10^{-10}$ а, что значительно меньше цены деления обычных стрелочных гальванометров.

Ионизационные токи могут измеряться с помощью электрокопиров и электрометров. В более совершенных установках применяют усилители, что позволяет использовать обычные электроизмерительные приборы, в том числе самопишущие. Измерители малых токов с усилителями часто называют ламповыми электрометрами.

Ионизационная камера в комплекте с электронным усилителем. Внутреннее сопротивление ионизационных камер велико. В этом отношении они подобны фотоэлементам с внешним фотоэффектом, в связи с чем их включение в схемы ламповых усилителей выполняется аналогично фотоэлементам с внешним фотоэффектом.

Схемы, представленные в гл. I, применяются и для работы с ионизационными камерами. В них следует лишь вместо фотоэлементов включить ионизационные камеры. Применяются и другие схемы.

Когда в качестве оконечного прибора необходимо применять сравнительно грубый электроизмерительный прибор, то применяют многокаскадный усилитель.

Если ионизационный ток меняется сравнительно медленно, то вместо того, чтобы применять усилители постоянного тока, нередко преобразовывают ток в переменный и усиливают его, а затем детектируют (см. гл. I).

В ионизационной камере с автоматически уравнивающимся потенциометром (рис. 7.4) навстречу току, образующемуся в камере и текущему по сопротивлению R , подается ток от потенциометра 1. Если эти токи не компенсируют друг друга, то сигнал разбаланса, будучи преобразован в переменный преобразователем 2, поступает в усилитель 3 и далее в исполнительную обмотку реверсивного двигателя 4, который смещает кине-

матически связанный с ним движок потенциометра 1 до тех пор, пока токи не скомпенсируют друг друга. Одновременно реверсивный двигатель заставляет смещаться перо 5, ведущее запись на непрерывно движущейся бумажной ленте 6 (подробнее об автоматических потенциометрах см. в § 1.8).

Пропорциональные счетчики и счетчики Гейгера — Мюллера. Типовой счетчик (рис. 7.5) представляет собой стеклянную или пластмассовую счетную трубку 1, внутри которой расположены центральная нить 2, являющаяся анодом, и полый цилиндр 3, являющийся катодом.

Напряжение между электродами создается настолько высоким, чтобы образующиеся ионы приобретали кинетическую энергию, достаточную для ионизации нейтральных молекул при столкновении с ними. С этой целью давление газа

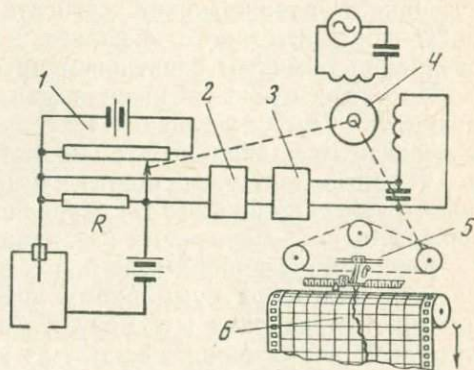


Рис. 7.4. Ионизационная камера с автоматическим уравнивающимся потенциометром

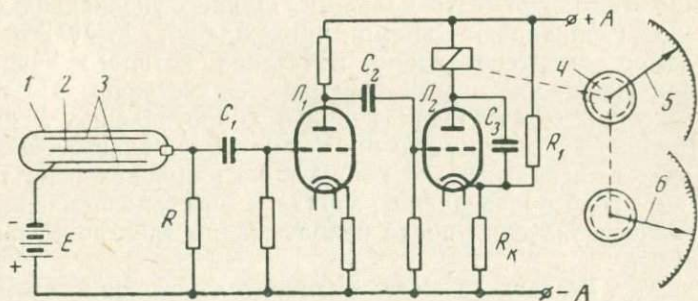


Рис. 7.5. Счетчик Гейгера — Мюллера в схеме измерителя числа импульсов

в трубке понижают до $1333,2\text{--}2666,4 \text{ н/м}^2$ (10—20 мм рт. ст.). Понижение давления сопровождается увеличением длины свободного пробега ионов, в результате чего увеличивается кинетическая энергия, которую успевают приобрести ионы до столкновения с нейтральными молекулами. Благодаря эффекту вторичной ионизации ток в цепи трубки приобретает нарастающий (лавинообразный) характер, и ионный ток оказывается значи-

тельно больше электронного тока насыщения. Получается своеобразное газовое усиление ионного тока, приводящее к самостоятельному газовому разряду. Усиление оказывается тем большим, чем больше разность потенциалов между электродами счетчика. Усиление может достигать 10^5 раз и больше. Импульс после дополнительного внешнего усиления может быть зарегистрирован обычным электроизмерительным прибором.

Иногда с целью увеличения амплитуды импульсов центральную нить — анод нагревают электрическим током. Благодаря этому создается радиальный градиент температуры в счетной трубке, что позволяет увеличивать примерно на порядок эффект газового усиления ионного тока, увеличивая при этом на несколько процентов «мертвое» время (см. ниже).

Если в ионизационных камерах измеряют ионный ток, создаваемый благодаря суммарному действию всех ионизирующих частиц, попадающих в камеру, то в счетчиках подсчитываются импульсы напряжения, каждый из которых вызывается попаданием в счетную трубку отдельной частицы, обладающей некоторой минимальной ионообразующей способностью.

Для характеристики счетчиков обычно строят зависимость между напряжением на счетной трубке и числом импульсов, зарегистрированных счетчиком при постоянных характеристиках излучения, проникающего в трубку.

Чтобы падение напряжения на трубке при прохождении импульса оказалось достаточным для прекращения разряда, сопротивление R должно быть большим. Однако увеличивая сопротивление, увеличивают время прохождения импульсов, так называемое «мертвое» время, в течение которого очередные ионообразующие частицы не учитываются счетчиком. Поэтому в несамогасящихся счетчиках нередко сопротивление R делают сравнительно небольшим, но применяют специальные электронноламповые каскады, резко снижающие напряжение на трубке сразу же после образования разряда и восстанавливающие его до исходного значения после срабатывания электроизмерительной схемы.

Осталось сказать об электроизмерительной схеме счетчиков. Применяют два типа электроизмерительных схем: счетчики числа импульсов и счетчики скорости поступления импульсов. Последние обычно называются измерителями скорости счета, или интенсификаторами.

Счетчик Гейгера — Мюллера в схеме измерителя числа импульсов показан на рис. 7.5. Попадание ионизирующей частицы в счетчик вызывает замыкание цепи счетчика, и на сетку триода L_1 через разделительную емкость C_1 поступает импульс отрицательной полярности. Он запирает нормально открытую лампу L_1 , в результате чего потенциал ее анода резко повышается. Через разделительную емкость C_2 положительный импульс идет

на сетку тиратрона L_2 , который при отсутствии сигнала на его сетке заперт. Запирающее напряжение U_k на катоде создается током, протекающим по сопротивлениям R_k и R_1 .

При поступлении положительного сигнала на сетку тиратрона последний зажигается; через обмотку электромагнитного реле, являющуюся анодной нагрузкой тиратрона, проходит ток, заставляющий реле сработать и повернуть на один зубец шестеренку 4 электромеханического счетчика. При этом стрелка 5 перемещается на одно деление. Поворот шестеренки 4 и стрелки 5 на 360° вызывает перемещение на одно деление стрелки 6. Таким образом, стрелка 6 является отметчиком числа полных оборотов стрелки 5.

Внутреннее сопротивление тиратрона после зажигания резко падает. Конденсатор C_3 оказывается зашунтированным малым сопротивлением тиратрона. Конденсатор разряжается через тиратрон. Когда разность потенциалов становится меньше некоторого значения, тиратрон гаснет. Конденсатор C_3 вновь заряжается, и схема оказывается подготовленной к приему очередного импульса.

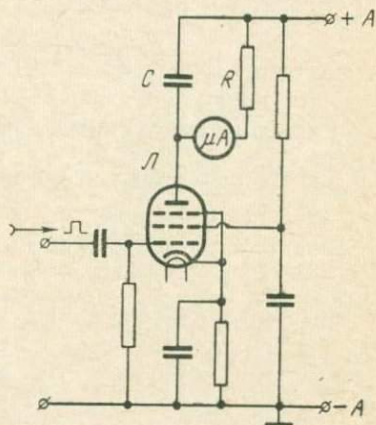


Рис. 7.6. Счетчик скорости поступления импульсов

Лучшие электромеханические счетчики имеют время срабатывания $0,03-0,01$ сек. Это время часто оказывается недостаточно малым. В таких случаях в схему включается несколько последовательных ячеек счетного устройства, каждая из которых срабатывает после прохождения очередных двух импульсов (бинарные ячейки). Применяя N бинарных ячеек, можно заставить электромеханический счетчик срабатывать лишь после прохождения очередных 2^N импульсов, идущих от счетной трубки. Соответственно этому при постоянном времени срабатывания электромеханического счетчика разрешающая способность счетчика в целом увеличивается в 2^N раз (о счетных схемах см. в § 4.1).

В типовом измерителе скорости счета (рис. 7.6) положительные импульсы, поступающие на сетку пентода L , вызывают импульсы анодного тока, постепенно заряжающие конденсатор C . Конденсатор непрерывно разряжается через сопротивление R , являющееся для него сопротивлением утечки.

Если заряд, переносимый одним импульсом, q и искомое чис-

ло импульсов в единицу времени $\frac{dn}{d\tau}$, то при отсутствии тока утечки

$$q \frac{dn}{d\tau} = C \frac{dv}{d\tau}, \quad (7.11)$$

где $\frac{dv}{d\tau}$ — изменение потенциала на конденсаторе в единицу времени.

Если ток утечки i идет по сопротивлению утечки R , то

$$q \frac{dn}{d\tau} - i = q \frac{dn}{d\tau} - \frac{v}{R} = C \frac{dv}{d\tau}. \quad (7.12)$$

Разделяя переменные для случая $q \frac{dn}{d\tau} = \text{const}$ и интегрируя по времени от 0 до τ , а по напряжению от v_0 до v , получим

$$q \frac{dn}{d\tau} R - v = \left(q \frac{dn}{d\tau} R - v_0 \right) e^{-\frac{\tau}{RC}}. \quad (7.13)$$

Для промежутков времени $\tau \gg RC$

$$\frac{dn}{d\tau} = \frac{v}{qR} = \frac{i}{q}. \quad (7.14)$$

Таким образом, искомая скорость счета может быть получена путем измерения потенциала конденсатора или силы тока утечки. Это выполняется с помощью обычных электроизмерительных приборов (на рис. 7.6 — микроамперметр μA). Применяя самопишущие приборы, можно получить непрерывную регистрацию скорости счета.

Следует только иметь в виду, что формула (7.14), позволяющая переходить от i или v к искомой величине $\frac{dn}{d\tau}$, справедлива, во-первых, для промежутков времени, значительно больших, чем постоянная времени схемы — RC , во-вторых, если в течение указанных промежутков времени скорость поступления импульсов $\frac{dn}{d\tau}$ меняется сравнительно медленно и, наконец, в-третьих, если заряды отдельных импульсов равны друг другу. Первые два условия в геофизических приборах легко выполняются, так как измеряются обычно сравнительно медленно меняющиеся величины, а результаты измерений относятся к промежуткам времени, на много порядков превосходящим постоянные RC для схем. Что касается третьего условия, то оно не всегда выполняется, в связи с чем нередко приходится применять в схемах специальные каскады, формирующие импульсы. Впрочем, иногда в приборах

величиной, подлежащей измерению, оказывается не $\frac{dn}{d\tau}$, а $q \frac{dn}{d\tau}$.

Тогда формирование импульсов не требуется, ибо

$$q \frac{dn}{d\tau} = \frac{v}{R} = i. \quad (7.15)$$

Сцинтилляционные счетчики

Все рассмотренные выше измерители радиоактивных излучений основаны на использовании ионизирующих свойств радиоактивных излучений.

Сцинтилляционные счетчики основаны на явлении кратковременного ($\sim 10^{-8}$ сек) свечения фосфоров, возникающего при α -, β - или γ -облучении. Вспышки, действуя на фотоэлектронный умножитель, вызывают фототок, который подается на электроизмерительный прибор либо непосредственно, либо после соответствующего усиления. В зависимости от устройства электроизмерительного прибора могут регистрироваться либо отдельные вспышки, соответствующие отдельным частицам и фотонам, либо средний анодный ток, определяющийся суммарной энергией радиоактивного излучения.

Амплитуда электрического сигнала на выходе фотоэлектронного усилителя оказывается пропорциональной энергии α - и β -частиц или γ -фотонов. В этом отношении сцинтилляционные счетчики подобны пропорциональным счетчикам. В специальных типах сцинтилляционных счетчиков регистрируется суммарное число частиц или число частиц, поступающих в единицу времени, обладающих энергией в заданном диапазоне. Сцинтилляционный счетчик обладает инерционностью, значительно меньшей, чем счетчик Гейгера — Мюллера или пропорциональный счетчик, благодаря чему он может применяться для счета числа частиц или фотонов, создающихся препаратами большой интенсивности. Важным достоинством сцинтилляционного счетчика является также его универсальность, обусловленная тем, что соответствующим подбором приставки к фотоумножителю удастся выполнять измерения с высокой чувствительностью при самых различных энергиях частиц или фотонов.

§ 7.3. ГЕОФИЗИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ, ОСНОВАННЫЕ НА ПРИМЕНЕНИИ РАДИОАКТИВНЫХ ИЗОТОПОВ

Ионизационные барометры

В ионизационных барометрах используется зависимость ионизирующей способности α - или β -частиц от плотности воздуха. Собственно говоря, это измерители плотности воздуха, а не дав-

ления. Для перехода от плотности воздуха к давлению необходимо дополнительно знать температуру воздуха.

В качестве датчика может быть использована ионизационная камера, размеры которой меньше длины пробега частиц радиоактивного излучения. Ионизирующая способность радиоактивного излучения тем больше, чем больше плотность воздуха. При

неменяющейся активности источника излучения указанная зависимость, как показывают опыты, практически близка к линейной для широкого диапазона плотностей воздуха до тех пор, пока явление вторичной ионизации отсутствует. Варьируя энергию α - или β -излучения и размеры ионизационной камеры, можно создавать барометры, предназначенные для работы в различных диапазонах: от $\sim 0,13$ до 10^5 н/м² (от 10^{-3} до 10^3 мм рт. ст.). Для больших давлений (в технике) применяют исключительно β -частицы, обладающие большим пробегом, чем α -частицы.

Измерение ионного тока в простейших барометрах выполняют с помощью электроизмерительного прибора, подключенного к электродам камеры через усилитель постоянного тока.

Более совершенным является компенсационный метод измерения ионизационного тока с при-

Рис. 7.7. Ионизационный барометр (альфатрон)

менением автоматически уравнивающегося потенциометра (см. рис. 7.4).

Схема α -ионизационного барометра для низких давлений, названного альфатроном, дана на рис. 7.7. Анод представляет собой цилиндр 1, катод выполнен в виде четырех изогнутых стержней 2. Исследуемый воздух поступает в камеру через трубку 3. В качестве источника α -излучения 4 может быть применен радий. Ионизационный ток подается на усилитель 5 и далее на электроизмерительный прибор 6, в качестве которого может применяться как гальванометр (или гальванограф), так и компенсационный прибор, например потенциометр.

Основным достоинством ионизационных барометров является малая инерционность (практически определяющаяся инерционностью оконечного электроизмерительного прибора), отсутствие

каких-либо явлений последствия, легкость автоматизации и передачи показаний на расстояние, принципиальная возможность работы в широком диапазоне давлений при различных регулируемых чувствительностях.

Простой и надежный барометр разового действия может быть построен с применением фотопластинок в качестве индикатора излучения. Если на некотором расстоянии от контейнера с источником излучения, характеризующимся достаточно широким энергетическим спектром, экспонировать фотопластинку, то при прочих равных условиях тем большее число частиц достигнет пластинки и оставит на ней след, чем меньше плотность воздуха. Если в условиях меняющейся плотности воздуха (например, при подъеме аппаратуры вверх или спуске вниз) периодически экспонировать фотопластинки или непрерывно перемещать фотоленту, то при последующем фотометрировании обработанных фотопластинок (или фотолент) можно делать довольно точные заключения об изменении плотности воздуха. Достоинством такого барометра является его исключительная простота и безотказность.

Ионизационные анемометры

Явление ионизации воздуха под действием радиоактивного излучения может быть использовано для построения анемомет-

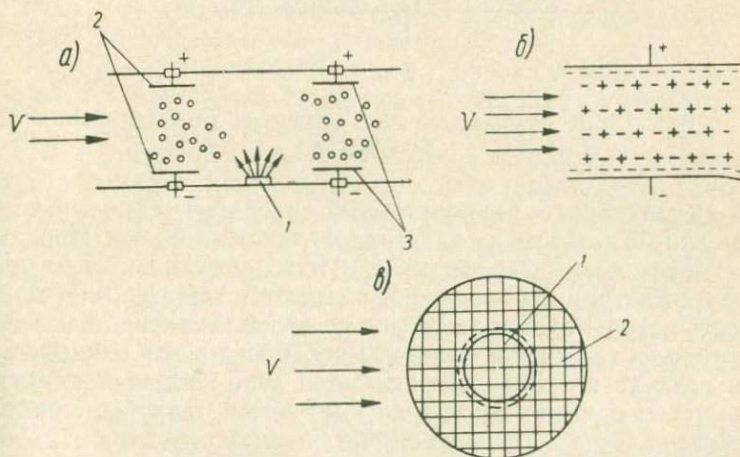


Рис. 7.8. Три типа ионизационных анемометров

ров. В качестве датчиков в этом случае применяются открытые ионизационные камеры, через которые беспрепятственно проходит исследуемый воздушный поток (рис. 7.8).

В анемометре *a* источник излучения *1* расположен симметрично относительно двух ионизационных камер *2* и *3* с плоскими

электродами. При отсутствии воздушного потока V ионные токи в камерах будут точно одинаковы. Чем больше скорость потока, тем сильнее будет снос ионов по направлению ветра и тем больше будет ток в камере 3. В качестве окончательного электроизмерительного прибора может применяться логометр, измеряющий отношение токов: Он может быть проградуирован непосредственно в единицах скорости ветра, так как влияние плотности воздуха в этом случае практически будет исключаться.

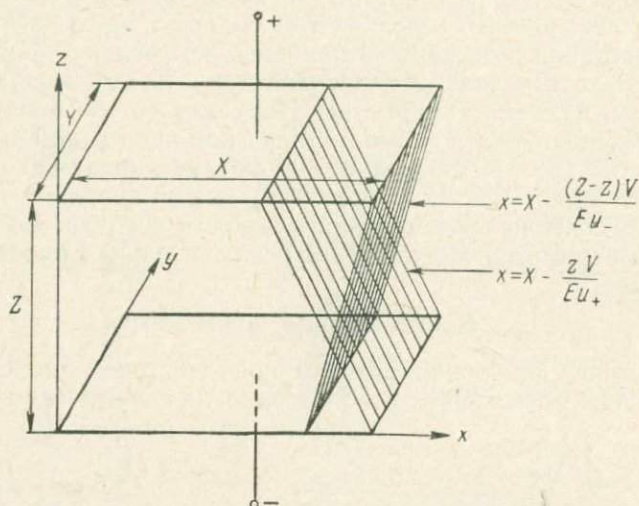


Рис. 7.9. К выводу основного уравнения ионизационного анемометра

В анемометре *б* радиоактивный препарат нанесен тонким слоем либо на одном из электродов, либо на обоих. Ионизация захватывает весь объем камеры. Ионы, идущие к электродам, выносятся ветром из пределов камеры тем сильнее, чем больше скорость ветра V . Соответственно от скорости ветра оказывается зависящим и ток в цепи камеры. Чтобы исключить влияние плотности воздуха на показания прибора, рекомендуется применять две камеры: одна из них служит датчиком, а другая защищена от действия ветра и служит компенсатором.

В анемометре *в*, чтобы добиться независимости показаний прибора от направления ветра, ионизационная камера сделана сферически симметричной. Радиоактивный препарат нанесен на шар 1, являющийся одним из электродов камеры. Вторым электродом служит сетчатая сфера 2.

Основным достоинством ионизационных анемометров является малая инерция, определяющаяся временем прохождения воздушного потока по камере. В ряде случаев важным достоинством

ионизационных анемометров оказывается также отсутствие движущихся деталей.

Выведем основное уравнение ионизационного анемометра типа б с четырехугольными плоскими электродами в режиме насыщения для того случая, когда, во-первых, ионы образуются равномерно по всему объему камеры и, во-вторых, воздушный поток параллелен одной из граней электродов (рис. 7.9).

На электроды будут попадать те ионы, для которых время смещения по вертикали (под действием электрического поля) меньше времени горизонтального смещения до края электрода (под действием воздушного потока). Соответствующее условие может быть записано в следующем виде:

для отрицательно заряженных ионов, движущихся вверх,

$$\frac{Z-z}{Eu_-} \leq \frac{X-x}{V}, \quad (7.16)$$

для положительно заряженных ионов, движущихся вниз,

$$\frac{z}{Eu_+} \leq \frac{X-x}{V}, \quad (7.17)$$

где X, Y, Z — соответствующие размеры ионизационной камеры;
 x, y, z — координаты точек, в которых образуются ионы;
 u_-, u_+ — соответственно подвижность отрицательно и положительно заряженных ионов;
 E — напряженность электрического поля в камере;
 V — скорость воздушного потока, направленная по оси x .

При условии насыщения наличие установившегося состояния будет свидетельствовать о том, что суммарный ионный ток равен суммарному заряду, возникающему в результате ионизации воздуха в камере. Поэтому относительное изменение ионного тока, обусловленное выносом ионов под действием воздушного потока, может быть рассчитано (если пренебречь неравномерностью распределения объемного заряда) как относительное изменение объема, из которого ионы выносятся наружу и на пластины конденсатора не попадают.

Если под действием ионизирующего излучения в единице объема в единицу времени возникают n_- отрицательных и n_+ положительных ионов, то при заряде одного иона, равном e , и при скорости воздушного потока, равной нулю, полный ионный ток насыщения составит

$$i_0 = e(n_- + n_+)XYZ. \quad (7.18)$$

Так как $n_- = n_+ = n$, то

$$i_0 = 2enXYZ. \quad (7.19)$$

При скорости воздушного потока V полный ионный ток

$$i_V = en_- \int_0^Z Y x dz_- + en_+ \int_0^Z Y x dz_+,$$

или при $n_- = n_+ = n$

$$i_V = en \left(\int_0^Z Y x dz_- + \int_0^Z Y x dz_+ \right), \quad (7.20)$$

причем в первом интеграле, составленном для отрицательно заряженных ионов, x и z связаны соотношением (7.16) при знаке равенства, а во втором интеграле, составленном для положительно заряженных ионов, — соотношением (7.17) также при знаке равенства. Используя эти равенства, получим

$$i_V = en \left\{ \int_0^Z Y \left[X - (Z - z) \frac{V}{Eu_-} \right] dz + \int_0^Z Y \left(X - z \frac{V}{Eu_+} \right) dz \right\}. \quad (7.21)$$

Выполнив интегрирование, после несложных преобразований получим

$$i_V = en \left[2XYZ - V \frac{Z^2 Y}{2E} \left(\frac{1}{u_-} + \frac{1}{u_+} \right) \right]. \quad (7.22)$$

Таким образом, для рассматриваемого типа ионизационного анемометра изменение ионного тока пропорционально скорости воздушного потока.

Если в правой части (7.22) раскрыть квадратные скобки, то получится сумма двух слагаемых, первое из которых представляет собой ионный ток насыщения при скорости воздушного потока, равной нулю [см. (7.19)], а второе — уменьшение ионного тока в результате выноса ионов. Разделив (7.22) на (7.19), получим величину ионного тока при скорости воздушного потока V , выраженную в долях от ионного тока, соответствующего спокойному воздуху,

$$\frac{i_V}{i_0} = 1 - V \frac{Z}{4XE} \left(\frac{1}{u_-} + \frac{1}{u_+} \right). \quad (7.23)$$

Если электрическое поле в камере однородное, то

$$E = \frac{v}{Z},$$

где v — разность потенциалов на электродах камеры, и соответственно

$$\frac{i_V}{i_0} = 1 - V \frac{Z^2}{4Xv} \left(\frac{1}{u_-} + \frac{1}{u_+} \right). \quad (7.24)$$

Сделанные выкладки и соответственно (7.24) справедливы, пока в (7.16), (7.17) $x \geq 0$. При $x=0$ половина всех ионов будет вынесена потоком из пределов камеры. Граничное значение V определяется условием $i/i_0=0,5$. Дальнейшее увеличение V будет связано с изменением ионного тока нелинейно.

Под чувствительностью ионизационного анемометра следует понимать относительное изменение ионного тока, соответствующее изменению скорости воздушного потока на единицу. Для рассмотренного типа анемометра чувствительность

$$\frac{d}{dV} \left(\frac{i_V}{i_0} \right) = - \frac{Z}{4XE} \left(\frac{1}{u_-} + \frac{1}{u_+} \right) = - \frac{Z^2}{4Xv} \left(\frac{1}{u_-} + \frac{1}{u_+} \right). \quad (7.25)$$

Она тем больше, чем меньше напряженность электрического поля между пластинами (при условии насыщения), чем меньше подвижность ионов и чем больше высота камеры по сравнению с длиной. Чтобы показания ионизационного анемометра не зависели от направления горизонтальной составляющей скорости ветра, электроды могут быть сделаны в виде дисков.

Представив диск в виде суммы элементарных четырехугольников, малая (бесконечно малая) сторона которых направлена перпендикулярно вектору скорости ветра, можно обобщить уравнение (7.22) для дискового анемометра. Тогда получим

$$i_V = en \left[4ZR^2(\pi + 1) - V \frac{Z^2 R}{2E} \left(\frac{1}{u_-} + \frac{1}{u_+} \right) \right], \quad (7.26)$$

где R — радиус диска,
и соответственно

$$\frac{i_V}{i_0} = 1 - V \frac{Z}{8RE(\pi + 1)} \left(\frac{1}{u_-} + \frac{1}{u_+} \right). \quad (7.27)$$

Радиоактивный анемометр с вертушкой

Радиоактивные препараты могут быть использованы также для измерения скорости вращения анемометрических вертушек (см. § 4.1). С этой целью в вертушку вмонтируется миниатюрный контейнер с радиоактивным препаратом, а на некотором расстоянии от вертушки устанавливается счетная трубка Гейгера—Мюллера (или сцинтилляционный счетчик) с измерителем числа импульсов или измерителем скорости счета. Счетная трубка срабатывает каждый раз, когда контейнер оказывается напротив трубки. Таким образом, счетчик подсчитывает число оборотов вертушки в единицу времени — величину, однозначно связанную со скоростью воздушного потока, обдувающего вертушку. Подобный анемометр, как и фотоэлектронный анемометр (см. § 4.1), обладает очень устойчивой градуировкой. Каких-либо принципиальных преимуществ перед фотоэлектронным анемометром радиоактивный анемометр не имеет.

Конденсационный гигрометр с β -радиоактивным индикатором равновесия между водяным паром и конденсатом

В § 3.1 рассматривались конденсационные гигрометры с различными индикаторами конденсации на рабочей поверхности прибора. Было указано, что наиболее точные результаты могут быть получены, если при измерениях осуществляется равновесие между водяным паром и конденсатом. С помощью радиоактивных изотопов это может быть выполнено надежно и сравнительно просто следующим образом.

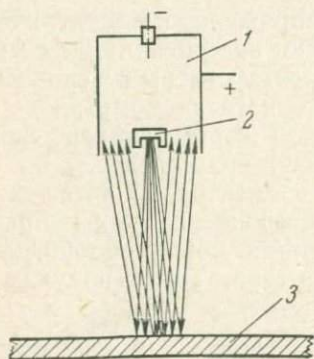


Рис. 7.10. Измерение толщины пластинки

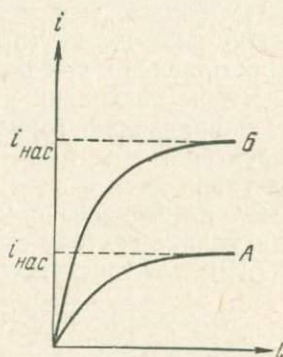


Рис. 7.11. Зависимость ионного тока (i) от толщины материала (l) (материал $Б$ лучше рассеивает электроны, чем материал $А$)

Известно, что рассеяние электронов веществами зависит главным образом от энергии электронов, от атомного веса рассеивающих веществ и их механической структуры. Этим пользуются для измерения толщин материалов (рис. 7.10). Внутри камеры 1 установлен контейнер 2 с β -радиоактивным препаратом. Испускаемые им электроны бомбардируют пластинку 3, толщину которой необходимо измерить.

Часть электронов, претерпевая внутри пластинки многократное отражение при столкновении с молекулами вещества, выходит из пластинки вверх (явление обратного рассеяния) и попадает в ионизационную камеру, вызывая в ней ионизацию.

Предположим, что мы постепенно увеличиваем толщину пластинки. При малой толщине пластинки увеличение ее толщины будет приводить к увеличению числа электронов, рассеянных пластинкой, а следовательно, к увеличению числа электронов,

попадающих в камеру. По мере увеличения толщины пластинки поток электронов, достигающих наиболее глубоких слоев пластинки, уменьшается; одновременно увеличивается доля рассеянных электронов, не доходящих в своем движении вверх до верхней поверхности пластинки. Благодаря этому скорость возрастания ионного тока постепенно уменьшается. При некоторой толщине достигается состояние насыщения, при котором электроны данной энергии, отраженные в глубине пластинки, не доходят до поверхности пластинки и не попадают в камеру. Чем больше энергия электронов, тем при прочих равных условиях больше глубина насыщения. Чем лучше вещество пластинок рассеивает электроны, тем больше при прочих равных условиях величина тока насыщения. Указанная связь между толщиной пластинок и ионизационным током при постоянной энергии β -частиц показана для двух различных веществ на рис. 7.11.

При измерении толщины конденсата, образовавшегося на металлическом зеркале, могут встретиться два случая. Первый случай, когда толщина зеркала меньше толщины насыщения для данной энергии β -частиц, и второй случай, — когда толщина зеркала больше толщины насыщения. В первом случае появление конденсата на зеркале и увеличение его толщины до некоторых пределов будет вызывать увеличение ионного тока. Во втором случае появление конденсата и его рост будут вызывать уменьшение ионного тока, так как металл будет покрываться водой или льдом, хуже рассеивающими электронами, чем металл.

В обоих случаях изменение ионного тока, вызванное изменением толщины конденсата, может быть использовано для управления охлаждением гигрометра.

Схема автоматического конденсационного гигрометра с β -радиоактивным индикатором равновесия дана на рис. 7.12. Металлическое зеркало 3 охлаждается полупроводниковой термодпарой 2, включенной в цепь потенциометра 1. В ионизационной камере 5 установлен контейнер 4 с источником β -частиц, поток которых направлен в сторону зеркала 3. Часть β -частиц, отражаясь зеркалом, попадает в ионизационную камеру, в ре-

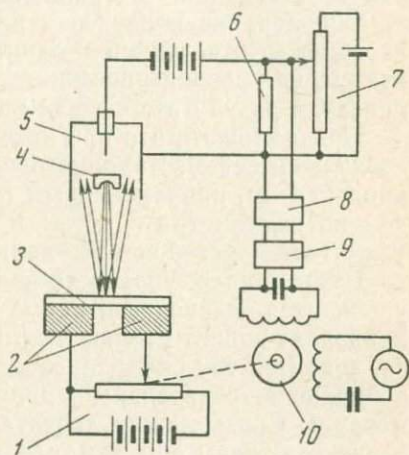


Рис. 7.12. Автоматический конденсационный гигрометр с β -радиоактивным индикатором равновесия между водяным паром и конденсатом

зультате чего на сопротивлении *б* создается некоторое падение напряжения. Падение напряжения обратного знака на том же сопротивлении *б* создается потенциометром *7*. Ток, образующийся в результате разности указанных напряжений (если она имеется), преобразуется в переменный преобразователем *8* и усиливается усилителем *9* сначала по напряжению, а затем по мощности. Усиленный ток подается на управляющую обмотку реверсивного двигателя *10* кинематически через замедляющий редуктор связанного с ползуном потенциометра *1*.

Образование конденсата или изменение его толщины (точнее, массы, отнесенной к единице площади зеркала) вызывает изменение условий рассеяния β -частиц в системе зеркало — конденсат, в результате чего ток в ионизационной камере меняется.

Предположим, что при некоторой упругости водяного пара в воздухе имеет место динамическое равновесие между паром и конденсатом, причем ионный ток в точности скомпенсирован током потенциометра *7*, и ток в системе вибропреобразователь — усилитель — реверсивный двигатель отсутствует.

Пусть, далее, упругость водяного пара в воздухе несколько увеличится. Равновесие между паром и конденсатом нарушится, конденсат начнет утолщаться. В результате ионный ток изменится, появится ток разбаланса, который, будучи усилен, приведет в движение реверсивный двигатель *10* и ползунок потенциометра *1*. Связь между двигателем и ползуном должна осуществляться таким образом, чтобы при утолщении конденсата ползунок двигался влево и ток в цепи холодильника — полупроводниковой термопары *2* уменьшался. Тогда температура зеркала начнет повышаться, а конденсат на нем — испаряться. Это будет происходить до тех пор, пока толщина конденсата не достигнет прежней толщины, при которой испарение и конденсация уравновесят друг друга, а ионный ток вновь окажется скомпенсированным током потенциометра *7*. После этого двигатель *10*, а вместе с ним и ползунок потенциометра *1* остановятся.

Аналогичным образом будет восстанавливаться равновесие, если упругость пара понижается. В этом случае ток в цепи холодильника будет увеличиваться, а температура зеркала — понижаться. Таким образом, вслед за изменением упругости пара будет меняться и температура зеркала, причем в малоинерционном приборе при малой толщине пленки конденсата она практически не отличается от температуры равновесия между водяным паром и конденсатом.

При регулировке гигрометра толщина пленки конденсата может задаваться потенциометром *7*. Смещая его ползунок, тем самым меняют снимаемое с него компенсирующее напряжение, а следовательно, и величину ионного тока, при котором будет иметь место компенсация токов в сопротивлении *б*. Соответственно меняется и равновесная толщина конденсата.

Температура зеркала должна измеряться с помощью термометра сопротивления, датчик которого находится в тепловом контакте с зеркалом (на рис. 7.12 не показан).

Как и в обычных автоматически уравнивающих электронных потенциометрах, электродвижущие силы источников тока в гигрометре должны время от времени проверяться и, если это необходимо, восстанавливаться до нормальных значений. С этой целью предусматриваются полуавтоматические регуляторы рабочего тока такого же устройства, как в потенциометрах.

Вместо ионизационной камеры могут применяться счетные трубки или сцинтилляционные счетчики с измерителями скорости счета. Принцип действия гигрометров со счетчиками аналогичен. Особое значение приобретает конденсационный гигрометр с β -радиоактивным индикатором при ТТР — 80—100°С и ниже, когда на зеркале образуется стеклообразный аморфный конденсат, и фотоэлектрический индикатор практически не реагирует на его появление и исчезновение.

Активность препарата не должна быть большой, иначе ионизация молекул воды вызовет заметное изменение упругости насыщения паров воды.

Гамма-радиоактивные дождемеры

Если поток γ -лучей проходит сквозь воду, то ослабление потока определяется толщиной проходимой воды. Если плотность потока γ -лучей J , то при прохождении слоя воды dl имеет место уменьшение плотности потока — dJ , равное

$$-dJ = \mu J dl, \quad (7.28)$$

где μ — коэффициент ослабления γ -лучей, отнесенный к единице пути (линейный коэффициент).

Интегрируя (7.28) по всему пути l γ -лучей, получим

$$J = J_0 e^{-\mu l}, \quad (7.29)$$

где J_0 — плотность потока в начале пути, т. е. при l , равном 0.

Дождемер, в котором используется зависимость (7.29), по своему устройству аналогичен обычному дождемеру. Контейнер с источником γ -лучей установлен в запасном сосуде, в который поступают осадки из приемного ведра. Тогда плотность пучка γ -лучей, облучающих счетную трубку и зарегистрированных измерительной аппаратурой, будет определяться количеством осадков, попавших в приемное ведро. Ведро может быть ограждено ветровой защитой. Для слива осадков, когда они целиком заполнят запасной сосуд, может применяться сифонная трубка.

Будем понимать под чувствительностью радиоактивного дождемера величину, показывающую, каково относительное измене-

ние плотности потока γ -лучей, соответствующее изменению количества выпавших осадков на единицу высоты слоя.

Обозначим сечение приемного ведра S , сечение сосуда, в который стекает вода и в котором выполняются измерения ослабления пучка γ -лучей, s , количество осадков — h .

Тогда чувствительность равна

$$\frac{1}{J} \frac{dJ}{dh} = \frac{1}{J} \frac{dJ}{dl} \frac{dl}{dh},$$

но

$$\frac{1}{J} \frac{dJ}{dl} = -\mu, \quad \frac{dl}{dh} = \frac{S}{s},$$

откуда

$$\frac{1}{J} \frac{dJ}{dh} = -\mu \frac{S}{s},$$

т. е., как и в обычном дождемере, чувствительность тем больше, чем меньше площадь сечения сосуда по сравнению с сечением приемного ведра. При $S=s$

$$\frac{1}{J} \frac{dJ}{dh} = -\mu.$$

Коэффициент ослабления μ для воды при энергии γ -лучей около 1 Мэв равен $0,06 \text{ см}^{-1}$. Отсюда следует, что при $s=S$ изменение толщины слоя осадков на 1 см вызывает изменение потока γ -лучей, а следовательно, и тока в оконечном приборе на 6%. Таким образом, чувствительность γ -радиоактивного дождемера оказывается довольно высокой.

Применение радиоактивного дождемера рационально в качестве суммарного дождемера в труднодоступных местах. В таких случаях показания прибора автоматически передаются по радио с помощью той или иной радиотелеметрической системы.

Сифон в суммарном дождемере обычно не применяется, а соотношение между сечениями s и S берется таким, чтобы за время измерений сосуд не успевал целиком заполняться. Измерительная аппаратура и источники питания в подобных случаях зарываются в землю на достаточную глубину, где обеспечивается наибольшая сохранность и наименьшие колебания температуры.

По сравнению с обычным суммарным дождемером радиоактивный отличается большей надежностью в работе, что обеспечивается отсутствием кинематических узлов в радиоактивном дождемере.

Гамма-радиоактивные снегомеры

Гамма-радиоактивные снегомеры основаны на том же принципе, что и рассмотренные выше γ -радиоактивные дождемеры:

количество воды определяется по ослаблению потока γ -лучей при прохождении сквозь толщу снега.

Контейнер устанавливается у поверхности земли, счетная трубка — на некоторой высоте над землей. Измерительная аппаратура и радиопередатчик зарываются в землю, антенна выводится наружу. Прибор измеряет массу выпавшего снега, т. е. непосредственно запас воды в снежном покрове.

Опасность выхода из строя кинематических узлов в обычных осадкомерах зимой значительно больше, чем в теплую часть года. В связи с этим применение радиоактивных снегомеров еще более перспективно, чем дождемеров.

На рис. 7.13—7.16 показаны схемы трех снегомеров, включенных в единую полностью автоматизированную сеть измерения снежных запасов. Собственно снегомер — измерительная станция — показан на рис. 7.13, 7.14. Гамма-лучи, испускаемые изотопом кобальта с активностью 50 мкюри, пронизывают снежную

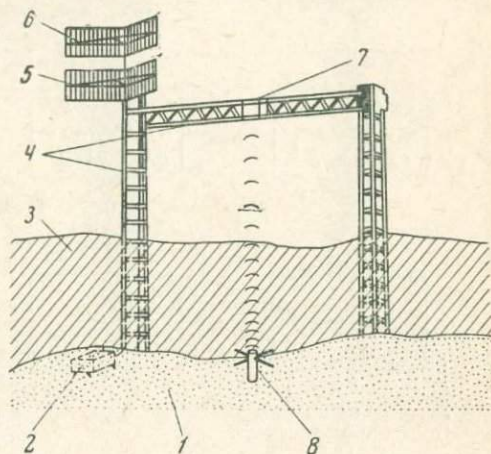


Рис. 7.13. Радиоактивный снегомер. Измерительная станция:

1 — земля; 2 — передатчик, приемник, преобразователь и батареи; 3 — снег; 4 — кабель; 5 — передающая УКВ-антенна; 6 — приемная УКВ-антенна; 7 — детектор излучения; 8 — изотопы

толщу и попадают на детектор излучения — сцинтилляционный счетчик. Датчиком счетчика служит кристалл йодистого натрия с примесью таллия, вспышки в котором воспринимаются и усиливаются фотоумножителем.

С фотоумножителя электрический сигнал поступает на амплитудный дискриминатор, ограничивающий импульсы по амплитуде снизу и сверху.

Ограничение снизу срезает естественный радиоактивный фон, а ограничение сверху — космическое излучение. Таким образом, для γ -сигналов кобальта создается электрическое «окно». Амплитудный ограничитель может быть заменен двумя параллельно работающими дискриминаторами (нижнего и верхнего уровней) с выходом на схему антисовпадений, которая срабатывает только тогда, когда один дискриминатор пропускает сигнал, а другой нет, т. е. тогда, когда амплитуда сигнала находится между нижним и верхним уровнями.

После дискриминатора импульсы поступают на три последо-

вательно включенные двоичные счетные ячейки, в результате чего частота следования импульсов уменьшается в 8 раз (см. § 4.1). Далее импульсы поступают на ждущий мультивибратор, форми-

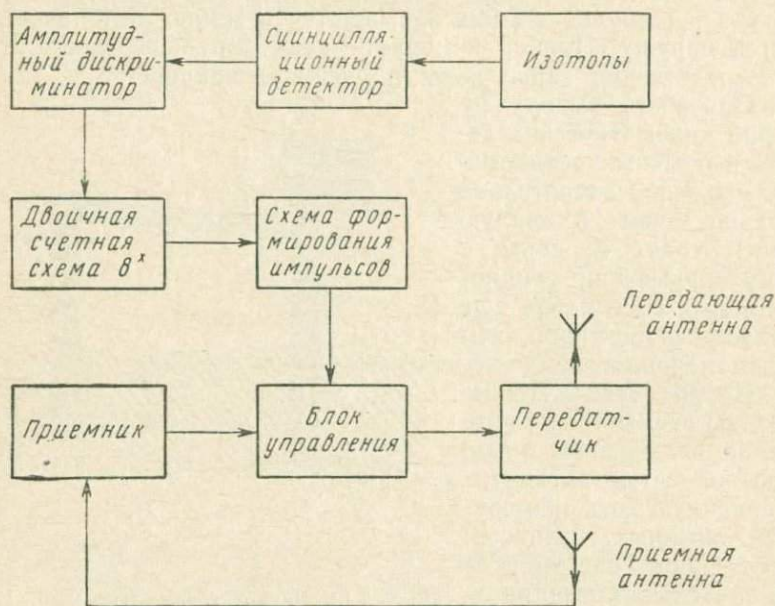


Рис. 7.14. Блок-схема снегомера

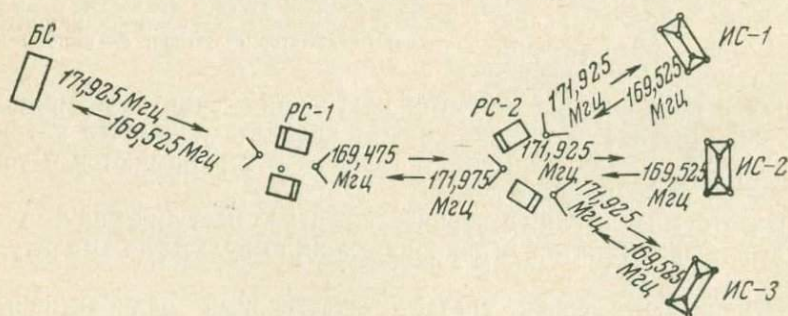


Рис. 7.15. Автоматическая сеть снегомеров

рующий импульсы по амплитуде и длительности. Сформированные импульсы поступают в блок управления радиопередатчиком на модулятор, точнее говоря, на манипулятор, так как в передатчике используется частотная манипуляция сигнала (см. гл. VIII).

В эфир посылаются импульсные сигналы, частота следования которых обратно пропорциональна количеству снега, покрыв-

шего Землю. Сигналы принимаются промежуточными релейными станциями *РС-1* и *РС-2* и передаются на базовую станцию *БС* (рис. 7.15), на которой автоматически фиксируются. Мерой количества воды служит время, в течение которого поступит заранее заданное количество импульсов (рис. 7.16). В зависимости от толщины покрова работают на малой (кривая 3), средней (кривая 2) или высокой (кривая 1) чувствительности, отличающихся друг от друга количеством фиксируемых импульсов. Настройка на нужную чувствительность включается автоматически. Первый опрос измерительных станций *ИС-1*, *ИС-2*, *ИС-3* идет при минимальной чувствительности. Однако, если окажется, что число импульсов велико, то срабатывает реле, переключающее на большую чувствительность.

Для измерения времени используется описанная выше счетная двоичная система (§ 4.1). С момента начала интервала счета воспринятые и сформированные импульсы подаются на счетную систему. Одновременно

делается начальная отметка времени на непрерывно движущейся бумажной ленте регистратора. Если ячеек N , то импульс под номером 2^N пройдет всю линейку и даст конечную отметку на бумаге. Расстояние между отметками является мерой времени, в течение которого прошло 2^N импульсов.

Для уменьшения числа импульсов, подлежащих регистрации с целью изменения чувствительности, необходимо выключить некоторое число счетных ячеек (уменьшить N).

Управление работой всей сети снегомеров осуществляется следующим образом.

На базовой станции часовым механизмом с контактной стрелкой в заранее заданные сроки (или по специальному запросу в любое время) включается радиопередатчик. Его сигнал (первый тоновый сигнал) принимается связным приемником первой релейной станции. Этот сигнал модулирован сигналом фиксированной звуковой частоты. Именно на эту звуковую частоту настроен в резонанс блок, включающий радиопередатчик первой релейной станции, работающей в направлении на вторую релейную станцию. Первый тоновый сигнал, ретранслированный второй релейной станцией, идет на все измерительные станции. Если измерительных станций три, то первый тоновый сигнал имеет три различных фиксированных звуковых частоты модуляции.

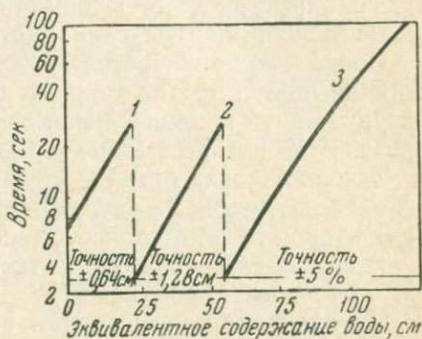


Рис. 7.16. Градуировочные кривые снегомера

Выше говорилось о первой частоте модуляции первого кодового сигнала. На этот сигнал прореагирует только первая измерительная станция, включающий блок которой настроен в резонанс именно на эту частоту. Приемник включит измерительную аппаратуру и свой радиопередатчик, работающий в направлении на вторую релейную станцию. Его сигнал (второй тоновый сигнал) с другой частотой модуляции включает радиопередатчик *РС-2*, работающей в направлении на *РС-1*. Будучи ретранслирован, он поступит на базовую станцию, где включит измерительную аппаратуру (счет и печатание). Начнется регистрация сигналов первой измерительной станции.

После окончания регистрации в направлении измерительной станции пойдет третий тоновый сигнал, который выключит аппаратуру первой измерительной станции (за исключением связного приемника, который включен все время).

Теперь базовая станция пошлет первый тоновый сигнал с частотой модуляции, на которую настроен в резонанс включающий блок второй измерительной станции и т. д.

Таким образом, осуществляется периодический опрос всех измерительных станций.

По окончании регистрации сигналов третьей измерительной станции включается вся аппаратура на всех станциях, кроме связанных приемников, релейных и измерительных станций. Эти приемники полупроводниковые — предельно экономичные. Вся остальная аппаратура, включающаяся только на время измерения, работает на электронных лампах.

Аналогично устроена сеть станций, которые предназначены для наблюдений за уровнем воды в реках и водоемах.

Гамма-радиоактивный измеритель влажности почвы

Сухая и влажная почвы по-разному ослабляют γ -лучи, что может быть использовано для измерения влажности почвы.

Если γ -лучи проходят слой единичного сечения длиной dz , то имеет место ослабление плотности потока γ -лучей на величину

$$-dJ = MJdz, \quad (7.30)$$

где M — суммарный коэффициент ослабления γ -лучей, отнесенный к единице пути.

Разбив элемент пути dz на элемент пути в сухой почве dl и в слое воды dl' , можно (7.30) представить в виде

$$-\frac{dJ}{J} = \mu dl + \mu' dl', \quad (7.31)$$

где μ и μ' — соответственно коэффициенты ослабления γ -лучей, отнесенные к единице пути в сухой почве и воде.

Разделив и умножив правую часть на dz , получим

$$-\frac{dJ}{J} = \left(\mu \frac{dl}{dz} + \mu' \frac{dl'}{dz} \right) dz. \quad (7.32)$$

Но $\frac{dl'}{dz}$ представляет собой не что иное, как объемную относительную влажность почвы в слое dz . Обозначим ее через

$$\frac{dl'}{dz} = k_v.$$

Тогда

$$\frac{dl}{dz} = \frac{dz - dl'}{dz} = 1 - k_v$$

и

$$-\frac{dJ}{J} = [\mu(1 - k_v) + \mu'k_v] dz. \quad (7.33)$$

Интегрируя по длине пути от 0 до z и по плотности пучка γ -лучей от J_0 до J получим

$$J = J_0 \exp \{ [-\mu(1 - k_v) - \mu'k_v] z \}, \quad (7.34)$$

откуда искомая величина

$$k_v = \frac{\frac{1}{z} \ln \frac{J_0}{J} - \mu}{\mu' - \mu}. \quad (7.35)$$

Если считать, что коэффициент ослабления γ -лучей, отнесенный к единице пути в сухой почве, не меняется вслед за изменением влажности почвы, то, определив его для данной почвы путем параллельных измерений по радиоактивному измерителю и по какому-либо абсолютному прибору, далее с помощью (7.35) можно связать ослабление γ -лучей $\frac{J}{J_0}$ с объемной влажностью k_v и определить влажность почвы, измеряя ослабление γ -лучей. Величины z и μ' при этом должны быть известны. Первая представляет собой расстояние между источником γ -лучей и счетной трубкой, точнее говоря, толщину исследуемого слоя почвы, вторая является табличной величиной. В γ -измерителе влажности почвы, применяющемся на сети гидрометеорологических станций, в качестве источника излучения используется изотоп кобальта Co_{27}^{60} , в качестве приемника излучения — счетчик Гейгера—Мюллера ($\Gamma - M$). На рис. 7.17 даны схемы γ -измерителей влажности почвы. В случае *a* измеряется средняя влажность вертикального столба почвы, в случае *б* — горизонтального. Цифрой 1 обозначены контейнеры с кобальтом, 2 — счетные трубки, 3 — усилители и оконечные приборы. В первом случае контейнер с кобальтом зарывают в почву и оставляют там на длительный

сроки, во втором случае контейнер опускают в шахту на время измерений.

Для оценки чувствительности метода найдем из (7.34) относительные приращения J при изменении влажности почвы k_v на единицу

$$\frac{1}{J} \frac{dJ}{dk_v} = (\mu - \mu') z.$$

При приближенной оценке положим $\mu \ll \mu'$, $z = 1$ м.

Коэффициент ослабления γ -лучей примем, как и выше, равным $0,06 \text{ см}^{-1} = 6 \cdot 10^{-4} \text{ м}^{-1}$. Тогда в СИ

$$\frac{1}{J} \frac{dJ}{dk_v} = -6.$$

В этой формуле и изменение влажности почвы, и относительное ослабление γ -лучей выражаются в долях от единицы. Однако правая часть не изменится, если и то, и другое выразить в процентах. Таким образом, изменение объемной влажности почвы на 1% вызовет относительное изменение плотности пучка γ -лучей примерно на 6%. Чувствительность метода оказывается довольно высокой.

Один из вариантов электрической схемы γ -радиоактивного измерителя влажности почвы с измерителем скорости счета показан на рис. 7.17, в.

Напряжение на RC -контуре определяется скоростью поступления импульсов тока на контур (см. § 7.2), что в свою очередь определяется плотностью потока γ -лучей, попадающих на трубку Гейгера — Мюллера. Таким образом, напряжение на сетке левой половины двойного триода L , а следовательно, и разность анодных токов левой и правой половин лампы будут являться функцией ослабления потока γ -лучей, т. е. влажности почвы. Эта разность (разбаланс) определяет реакцию оконечного электронизмерительного прибора Γ . Если прибор включен

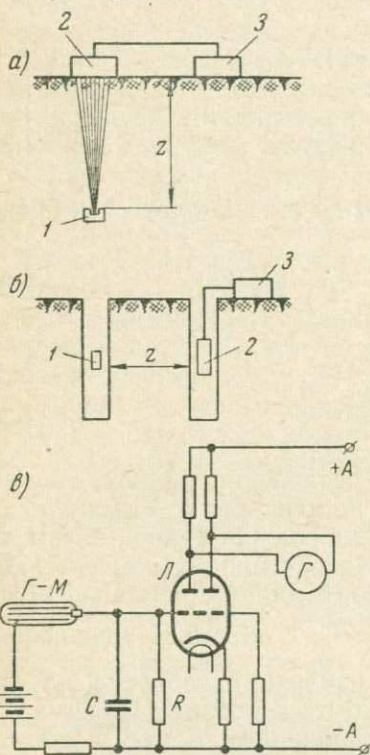


Рис. 7.17. Гамма-радиоактивный измеритель влажности почвы:

а, б — схемы установки аппаратуры; в — вариант электрической схемы

в радиотелеметрическую систему (см. гл. VIII), то сигнал разбаланса используется для модуляции радиосигнала.

Подобный прибор, предназначенный для измерения плотности лунной почвы (радиационный плотномер), был установлен на космической станции «Луна-13», совершившей в 1966 г. мягкую посадку на Луну. Гамма-излучатель и счетная трубка располагались на лунной поверхности. Мерой плотности являлось ослабление излучения при прохождении почвы от излучателя до счетчика. Так как влажность лунного вещества ничтожна, то ослабление определялось практически только его плотностью. Прохождение излучения напрямую к счетчику исключалось благодаря наличию экрана.

Нейтронный измеритель влажности почвы

В измерителях влажности почвы может быть использовано различие в замедляющем действии на нейтроны сухой почвы и воды.

Прибор, установленный непосредственно на поверхности почвы, измеряет влажность верхнего слоя почвы, а опущенный в глубину почвы — влажность определенной толщины почвы на той глубине, на которую опущены источник и приемник.

В качестве источника нейтронов использован радио-бериллиевый препарат, в качестве приемника — счетная трубка, содержащая изотоп бора.

При измерении следует учитывать температуру почвы, так как тепловая скорость движения нейтронов, меняясь вслед за изменением температуры почвы, оказывает влияние на вероятность взаимодействия нейтронов с бором. При оценке погрешности нейтронных влагомеров следует, кроме того, иметь в виду, что в почве, кроме воды, имеются, хотя и в незначительном количестве, другие водородсодержащие вещества, также оказывающие замедляющее действие на нейтроны. Однако их роль сравнительно невелика. Это иллюстрируется рис. 7.18, на котором дана зависимость числа тепловых нейтронов, образующихся в единицу времени, от объемной влажности для пяти различных видов почв.

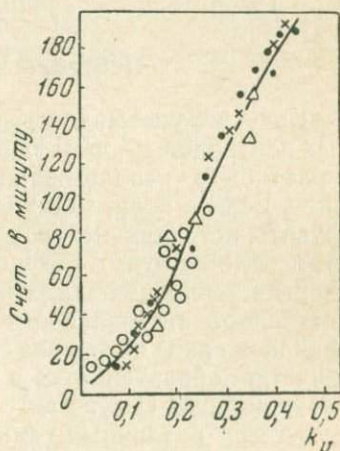


Рис. 7.18. Зависимость числа тепловых нейтронов от объемной влажности для различных видов почв

Радиоактивные измерители испарения

Если контейнер с радиоактивным препаратом поместить на дне испарителя, а над поверхностью монолита, заложеного в испаритель, установить соответствующее счетное устройство, то такой прибор будет измерять изменение содержания воды в монолите, т. е. будет работать как измеритель влажности почвы. Но если атмосферные осадки отсутствуют, то показания прибора будут определяться скоростью испарения воды с поверхности монолита.

Как и при измерениях с помощью обычных нерадиоактивных испарителей, можно применять комплект, состоящий из испарителя и дождемера, которые совместно дают возможность определять и испарение, и осадки, не прибегая к трудоемкой операции взвешивания монолита.

В испарителях, так же как и в осадкомерах, могут применяться или γ -лучи, или нейтроны. Ослабление нейтронных пучков в меньшей мере зависит от примесей в воде или от структуры почвы. Зато аппаратура, применяющаяся при работе с нейтронами, несколько сложнее. Аналогичным образом устроены радиоактивные измерители испарения с водной поверхностью.

Нейтронный термометр для воды

Как уже указывалось, эффективность взаимодействия тепловых нейтронов с бором зависит от температуры замедлителя. Это может быть использовано в измерителе температуры водных масс. Если в воду, занимающую достаточно большой объем, погрузить источник нейтронов, то практически все испускаемые им нейтроны будут замедляться до скоростей, соответствующих энергии теплового движения молекул воды. Таким образом, при постоянной интенсивности источника и сохранении взаимного расположения источника и приемника нейтронов количество α -частиц, образующихся в приемнике, будет определяться температурой воды. О чувствительности подобного нейтронного термометра при различных температурах можно судить по приводившемуся выше рис. 7.1.

Нейтронные термометры могут оказаться весьма ценными при измерениях температур воды на различных глубинах с борта движущегося судна, так как инерция таких термометров, определяющаяся практически инерцией оконечного электроизмерительного прибора, может быть сделана достаточно малой.

Определение коэффициента турбулентного обмена с помощью радиоактивных изотопов

Наблюдение за вертикальным распределением естественных или искусственных изотопов позволяет определить коэффициент

турбулентного обмена. Так, если имеется плоский горизонтально однородный источник радиоактивных изотопов, то распределение изотопов по вертикали будет однозначно определяться степенью турбулентного обмена.

Обозначим концентрацию нераспавшихся радиоактивных атомов (или молекул) через $n(z)$, где z — ось ординат, направленная вверх. Тогда при коэффициенте турбулентного обмена k вертикальный поток изотопов, отнесенный к единице времени, будет равен $k \frac{dn}{dz}$. Изменение потока на единице пути с учетом распада [см. (7.1)] равно

$$\frac{d}{dz} \left(k \frac{dn}{dz} \right) - \lambda n.$$

В общем случае это изменение равно $\frac{dn}{dz}$.

Таким образом, уравнение вертикального изменения концентрации радиоактивного изотопа имеет вид

$$\frac{d}{dz} \left(k \frac{dn}{dz} \right) - \lambda n = \frac{dn}{dz}. \quad (7.36)$$

Решим это уравнение для установившегося состояния, при том для того случая, когда коэффициент турбулентного обмена не зависит от высоты. Тогда

$$k \frac{d^2 n}{dz^2} - \lambda n = 0. \quad (7.37)$$

Характеристическое уравнение

$$kx^2 - \lambda = 0 \quad (7.38)$$

имеет корни

$$x = \pm \sqrt{\frac{\lambda}{k}},$$

что соответствует решению

$$n = C e^{-z \sqrt{\frac{\lambda}{k}}} + C' e^{z \sqrt{\frac{\lambda}{k}}}.$$

На достаточно большой высоте концентрация изотопа должна быть равна нулю, что заставляет положить $C=0$. Поэтому

$$n = C e^{-z \sqrt{\frac{\lambda}{k}}}. \quad (7.39)$$

В частности, при $z=0$ $n = n_0 = C$, откуда

$$n = n_0 e^{-z \sqrt{\frac{\lambda}{k}}}. \quad (7.40)$$

Если измерять концентрацию на двух высотах z_1 и z_2 , то

$$n_1 = Ce^{-z_1 \sqrt{\frac{\lambda}{k}}},$$

$$n_2 = Ce^{-z_2 \sqrt{\frac{\lambda}{k}}}.$$

Разделив полученные равенства друг на друга и разрешив результат деления относительно k , получим

$$k = \lambda \left(\frac{z_2 - z_1}{\ln \frac{n_1}{n_2}} \right)^2. \quad (7.41)$$

Таким образом, для определения осредненного по высоте коэффициента турбулентного обмена достаточно выполнить измерение отношения концентраций радиоактивного изотопа на двух высотах.

Примем в качестве характеристики чувствительности метода

$$\frac{d}{dk} \left(\ln \frac{n_1}{n_2} \right) = -\frac{1}{2} (z_2 - z_1) \lambda^{\frac{1}{2}} k^{-\frac{3}{2}}.$$

Переходя к периоду полураспада, получим

$$\frac{d}{dk} \left(\ln \frac{n_1}{n_2} \right) = -\frac{\sqrt{\ln 2}}{2} (z_2 - z_1) \tau_{1/2}^{-\frac{1}{2}} k^{-\frac{3}{2}}. \quad (7.42)$$

Уравнение показывает, что чувствительность метода тем выше, чем больше разность высот, чем меньше период полураспада и коэффициент турбулентности. Знак «минус» в уравнении чувствительности свидетельствует о том, что с увеличением коэффициента турбулентности разность концентраций на двух фиксированных уровнях уменьшается.

При постановке опытов следует учитывать, что результаты измерения коэффициента турбулентности с помощью изотопов будут характеризовать перемешивание воздуха тем лучше, чем ближе кинематическая вязкость изотопа к таковой для воздуха. В противном случае результаты опытов будут характеризовать турбулентное перемешивание воздуха с примесью данного меченого газа или аэрозоля. Впрочем, в некоторых случаях это представляет большой интерес.

Для определения коэффициента турбулентного обмена могут быть использованы наблюдения за вертикальным распределением не изотопов, а ионов, образованных в результате ионизирующего действия радиоактивного излучения. Так, например, достаточно мощный источник излучения располагается на одном уровне в воздухе, а на двух других уровнях измеряется устано-

вившееся распределение ионов, распространяющееся от источника в результате турбулентного перемешивания. При количественных расчетах в этом случае необходимо учитывать скорость процессов исчезновения ионов.

§ 7.4. ПРИМЕНЕНИЕ МЕЧЕНЫХ ЧАСТИЦ ПРИ ИЗУЧЕНИИ ВОЗДУШНЫХ ДВИЖЕНИЙ БОЛЬШИХ МАСШТАБОВ

В предыдущем параграфе рассматривались возможности применения изотопов для изучения воздушных движений в пределах сравнительно небольших пространств. Применение изотопов позволило усовершенствовать методику измерений скорости ветра и коэффициента турбулентности. Еще более перспективным является применение меченых частиц, в частности изотопов, при изучении воздушных движений больших масштабов. Применяя меченые частицы в качестве индикаторов воздушных масс, можно непосредственно проследивать пути струйных течений, изучать турбулентное перемешивание в масштабе тропосферы, исследовать влагооборот в атмосфере и т. д.

Выбор изотопов в основном определяется конкретными задачами, стоящими перед исследователями. Можно, однако, сформулировать и некоторые общие требования, которым в большинстве случаев должны удовлетворять изотопы, используемые при изучении воздушных движений больших масштабов.

1. Искусственные изотопы должны применяться с такими свойствами и в таких количествах, чтобы они были абсолютно безопасными для людей, животного и растительного мира. Этим требованиям удовлетворяют стабильные изотопы и вещества, которые становятся активными лишь после соответствующей обработки, что может быть сделано после отбора проб воздуха; тогда оседание вещества по пути движения воздушной массы не будет представлять опасности, в то время как в собранных пробах воздуха они могут быть легко выявлены среди остальных примесей.

2. Если в атмосферу вводятся меченые частицы, то их естественный фон должен быть достаточно мал.

3. Количество частиц должно измеряться достаточно простым способом с применением сравнительно несложной аппаратуры.

4. Период полураспада исследуемых радиоактивных изотопов, как правило, должен быть не слишком мал по сравнению со временем протекания исследуемых процессов.

5. В большинстве случаев оказывается желательным, чтобы частицы минимально химически взаимодействовали со средой, ибо учет этого взаимодействия при интерпретации результатов измерений обычно оказывается связанным со значительными трудностями.

Методика измерений

В редких случаях оказывается возможным ограничиться измерениями концентрации меченых частиц у поверхности Земли. Из последующего изложения будет ясно, что измерения, как правило, необходимо выполнять до высот, сравнимых с масштабом явления. Для забора проб применяются устройства, аналогичные обычным пылесосам. Воздух, засасываемый из атмосферы, проходит через фильтр, улавливающий частицы. В дальнейшем фильтр после соответствующей обработки, если она необходима, поступает в измерительную аппаратуру.

Одна из основных трудностей измерения концентраций меченых частиц в воздухе при изучении воздушных движений больших масштабов связана с тем, что концентрация частиц в пунктах измерения, расположенных на некотором удалении от источника, оказывается незначительной. Поэтому для достижения достаточной точности измерений приходится пропускать через фильтр большое количество воздуха, обеспечивающее оседание на фильтре большого количества частиц, и, так как скорость движения в обычных фильтрах должна быть достаточно малой, для выполнения измерений требуется значительное время.

Чтобы ускорить процесс забора проб воздуха, применяют различного рода вспомогательные устройства, в частности для аэрозолей электрические фильтры с коронным разрядом.

Наблюдения за вертикальным турбулентным перемешиванием в движущейся воздушной массе

Идея опытов может быть проиллюстрирована рис. 7.19. Предположим, что в некотором пункте (назовем этот пункт первым) существует непрерывно действующий источник изотопов и над этим пунктом устанавливается распределение изотопов по высоте, представленное линией I на рис. 7.19, на котором содержание изотопов на уровне земли принято за 100%. Предположим также, что воздушная масса движется над подстилающей поверхностью, где поступление изотопов данного вида не имеет места.

Второй пункт, на котором выполняются измерения концентраций изотопов, расположен по пути движения воздушной массы на некотором расстоянии, характерном для изучаемого явления. Попытаемся установить, какова связь между свойствами воздушной массы, движущейся от первого пункта ко второму, и профилем вертикального распределения изотопов во втором пункте (без учета оседания).

Рассмотрим следующие схематичные случаи:

а) период полураспада изотопов много больше времени, характеризующего прохождение воздушной массой расстояния между пунктами; турбулентное перемешивание отсутствует.

Тогда распределение изотопов по высоте во втором пункте в точности повторяет распределение в первом пункте;

б) отличается от случая *a* тем, что период полураспада изотопа сравним со временем, характерным для прохождения воздушной массой расстояния между пунктами. В этом случае концентрация изотопов на всех высотах во втором пункте будет меньшей, чем в первом; при этом в связи с тем, что скорость горизонтального движения воздуха с высотой возрастает, относительное уменьшение концентрации изотопов во втором пункте будет тем сильнее, чем выше расположена точка наблюдений.

Профиль вертикального распределения концентрации изотопов во втором пункте существенно зависит от соотношения между периодом полураспада изотопов и скоростью горизонтального движения воздуха на различных высотах. Распределение 2 соответствует относительно большому периоду полураспада и относительно слабому возрастанию скорости ветра с высотой; кривая 3 — относительно малому периоду полураспада и относительно сильному возрастанию скорости ветра с высотой;

в) отличается от случая *б* тем, что в движущейся воздушной массе имеет место достаточно интенсивное турбулентное перемешивание. Тогда профиль вертикального распределения концентраций во втором пункте начинает приближаться к вертикали (линии 4 и 5), притом тем сильнее, чем сильнее развита турбулентность;

г) отличается от случая *a* тем, что в движущейся воздушной массе имеет место достаточно интенсивное турбулентное перемешивание. Тогда профиль вертикального распределения изотопов во втором пункте (линия 6) будет более крутым, чем в первом, но менее крутым, чем (при прочих равных условиях) для кривой 2 случая *б*.

Рассмотренные схемы иллюстрируют возможность исследования свойств воздушных масс, в первую очередь турбулентности, путем сравнения профилей вертикального распределения концентрации и изотопов в двух или более пунктах по пути движения воздушной массы. Для большей определенности выводов о свойствах воздушных масс параллельно с измерением концентрации изотопов выполняются другие измерения, например измерение распределения ветра с высотой с помощью шаров-пилотов. Тогда при сравнении профилей вертикального распределения

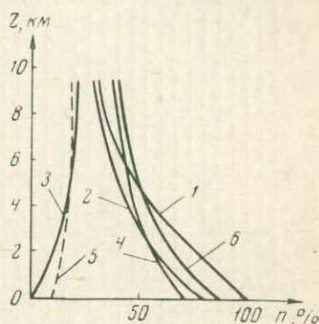


Рис. 7.19. Зависимость профиля вертикального распределения концентрации изотопа от свойств движущейся воздушной массы

изотопов на различных пунктах число неизвестных параметров воздушной массы, определяющих профиль, соответственно уменьшается, что существенно упрощает анализ и делает выводы из него более определенными.

Из сопоставления рассмотренных схематичных случаев следует, что с целью достижения максимальной определенности выводов из анализа рационально наблюдать одновременно за двумя видами изотопов с существенно различными периодами полураспада. Разумеется, что в таких случаях должна быть предусмотрена возможность различения друг от друга при анализе проб воздуха.

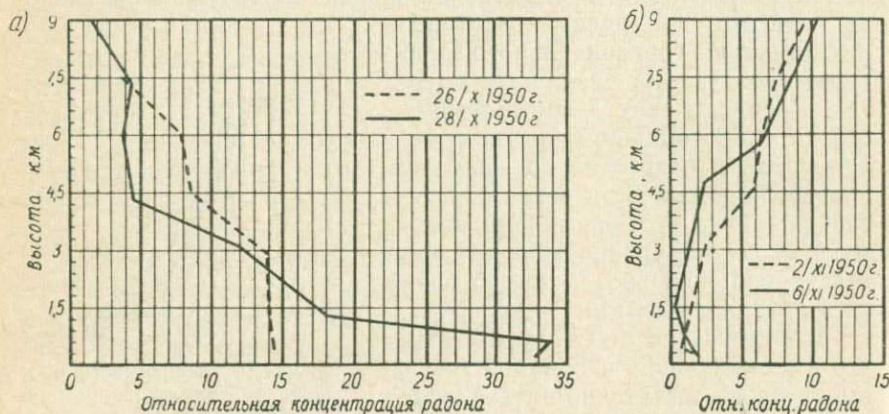


Рис. 7.20. Вертикальное распределение радона (количество импульсов в минуту на 1 г воздуха) над Огайо и Калифорнией (б) в октябре-ноябре 1950 г.

Некоторые сведения о свойствах воздушных масс были получены в результате наблюдений за вертикальным распределением концентраций радона, период полураспада которого равен 3,8 суток, что соизмеримо со временем продвижения воздушных масс на значительные расстояния, сравнимые с размерами континентов.

Радон поступает в атмосферу из почвы, поэтому его вертикальное распределение над почвой дает непосредственное представление о степени турбулентности атмосферы.

Важные заключения о свойствах воздушных масс можно сделать в тех случаях, когда воздушные массы проходят сначала над территорией, где имеет место значительное поступление радона в атмосферу, а затем над территорией, где поступление радона практически ничтожно, т. е. когда осуществляются рассмотренные выше схемы. Такое положение может иметь место,

например, если воздушная масса движется в теплую половину года с суши в сторону водного пространства, ибо поступление радона из почвы в среднем примерно в тысячу раз больше, чем из вод морей и рек. Такое положение может иметь место также, если воздушная масса с достаточно большой скоростью движется из теплых стран в более холодные, притом покрытые снежным покровом, препятствующим поступлению естественно-радиоактивных изотопов из почвы в атмосферу.

На рис. 7.20 показаны действительно наблюдавшиеся профили вертикального распределения радона в зимнее время в двух пунктах США: в Калифорнии, куда поступает воздушная масса из Азии, со стороны Тихого океана, и в Огайо, куда поступает воздушная масса после прохождения части американского континента.

Хорошо видно, насколько существенно меняется профиль концентраций радона в воздушной массе в результате прохождения над континентом.

Прослеживание путей воды в атмосфере

С этой целью выполняются систематические наблюдения за содержанием радиоактивного водорода (трития) в водяном паре, в воздушных массах и в осадках, выпадающих на Землю.

Так как интенсивность космического излучения, под влиянием которого образуется тритий в атмосфере, существенно зависит от географических координат места и подвергается, кроме того, значительным изменениям во времени, то указанные наблюдения (при учете фактора времени) позволяют делать заключение о путях движения молекул воды в атмосфере, а следовательно, и о процессах формирования осадков. Наблюдения за тритием позволили, например, для некоторых местностей сделать заключение об относительном вкладе в процессе формирования осадков влаги, поступающей с воздушными массами, движущимися с океанов на сушу, и влаги, поступающей в атмосферу в результате испарения с подстилающей поверхности. Наряду с тритием для прослеживания путей воды в атмосфере использовался дейтерий.

§ 7.5. АТОМНЫЕ БАТАРЕИ

Выход из строя источников питания является одной из основных причин прекращения работы радиотелеметрических устройств (см. гл. VIII, IX). В связи с этим в последние годы иногда стали использовать атомные батареи, обладающие значительно большим сроком службы, чем обычные электрохимические батареи.

Различают высоковольтные и низковольтные атомные батареи. Принцип действия одного из вариантов высоковольтных батарей иллюстрируется рис. 7.21.

На одной из обкладок конденсатора нанесен слой радиоактивного вещества — изотопа, излучающего электроны (или β^+ -частицы). Будем для определенности говорить об электронах. Попадая на противоположную обкладку, каждый электрон повышает разность потенциалов на величину e/C , где e — заряд электрона, C — емкость конденсатора.

Разность потенциалов между обкладками конденсатора быстро достигает максимального значения, которое определяется энергией электронов, вылетающих при распаде изотопа. Это максимальное значение в вольтах (v) численно равно энергии электронов в электрон-вольтах ($эв$). Действительно, при такой разности потенциалов между обкладками электроны, долетев до противоположной обкладки, полностью теряют свою энергию. При меньшей разности потенциалов долетевшие электроны будут повышать ее. При большей разности потенциалов они не долетели бы до противоположной обкладки.

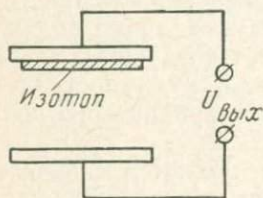


Рис. 7.21. Элемент высоковольтной атомной батареи

Сила тока нагрузки, который может генерироваться такой батареей, зависит от интенсивности источника излучения.

Действительно, максимальная сила тока потребления, который может быть скомпенсирован потоком электронов при распаде изотопа,

$$I = \frac{dN}{d\tau} \cdot e,$$

где $\frac{dN}{d\tau}$ — активность источника (см. стр. 275);

e — заряд электрона.

Если активность источника 1 кюри = $3,7 \cdot 10^{10}$ распадов/сек и в результате одного распада выделяется один электрон, заряд которого $1,6 \cdot 10^{-19}$ к, то сила тока

$$I = 3,7 \cdot 10^{10} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ к/сек} = 5,9 \cdot 10^{-9} \text{ а.}$$

Энергия электронов при распаде изотопов Sr_{38}^{89} , Co_{27}^{60} , Po_{84}^{210} , применяющихся для изготовления атомных батарей, имеет порядок 1 Мэв = 10^6 эв.

Чтобы получить максимально возможную мощность батарей, надо перемножить разность потенциалов и силу тока. В нашем случае мощность батареи с активностью изотопа в 1 кюри не превышает $5,9 \cdot 10^{-9} \text{ а} \cdot 10^6 \text{ в} \approx 10^{-2} \text{ вт}$. Для реальной батареи она будет меньше в связи с потерями из-за несовершенства изоляции конденсатора и по другим причинам.

Как показывает (7.4), для повышения мощности высоковольтной батареи необходимо брать источники с меньшим периодом полураспада. Однако это связано с уменьшением срока службы батарей.

Проделанные выкладки показывают, что со временем высоковольтная атомная батарея теряет мощность (электрическую емкость) при неизменном напряжении.

Полярность батареи зависит от того, какие частицы излучаются: β^- — например, при распаде Co_{27}^{60} , или β^+ — например, при распаде Po_{84}^{210} .

На рис. 7.22 дан разрез элемента одного из вариантов низковольтной атомной батареи. Он представляет собой полупроводниковый диод, состоящий, например, из кремния-1 и кремния с добавкой-2, на границе которых создается (как и в обычном диоде) односторонняя проводимость в сторону коллектора 3.

Изотоп 4, нанесенный слоем на грани диода, излучает электроны, которые, проходя через полупроводник, высвобождают в нем электроны, причем количество высвобожденных электронов превышает количество излучаемых на несколько порядков. В результате этого на коллектор непрерывно поступают высвобожденные электроны, создающие при замыкании цепи электрический ток.

Если в рассмотренном выше высоковольтном элементе мощность тока нагрузки не превышает мощности потока электронов, излучаемых изотопом, то в рассмотренном низковольтном элементе имеет место значительное усиление мощности.

Напряжение одного элемента низковольтной батареи составляет обычно доли вольта, сила тока — несколько микроампер. Внутреннее сопротивление низковольтных батарей значительно меньше, чем высоковольтных. Поэтому они могут питать блоки не только с большим входным сопротивлением, но и с малым.

В другом типе низковольтных атомных батарей изотоп используется как источник тепла, нагревающий спай полупроводниковой батареи. Такой источник тока называется *атомной термобатареей*. В одной из атомных термобатарей, питающей полярную автоматическую метеорологическую станцию, использован изотоп стронция с активностью 10^4 кюри. Использовались 60 теллуристосвинцовых термопар с примесями соды (*p*-элемент) и йодистого свинца (*n*-элемент). Мощность батареи составляет

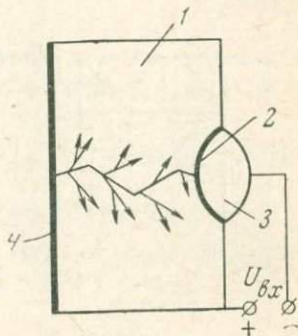


Рис. 7.22. Элемент низковольтной атомной батареи

5 вт при напряжении около 4 в. Так как э. д. с. батареи меняется вслед за изменением температуры холодных спаев, имеющих температуру воздуха, то она подключается не непосредственно к приборам, а к буферной батарее. Полупроводниковым преобразователем (см. ниже) напряжение батареи повышается до 28 в. Станция рассчитана на работу в течение двух лет. Радиационная защита батарей весит около 1 т.

Батарея и часть блоков станции закапываются в землю. Тепло, выделяющееся при распаде, используют также для поддержания комнатной температуры в блоке управления станцией.

Чтобы повысить напряжение, которое вырабатывается атомными батареями, используются полупроводниковые преобразователи постоянного тока. Такой преобразователь (рис. 7.23) представляет собой генератор 1 на триоде с обратной связью через трансформаторные обмотки 2, 3. Переменный сигнал генератора звуковой частоты поступает на вторичную обмотку 4 повышающего трансформатора, далее выпрямляется диодом 5 и сглаживается RC -фильтром.

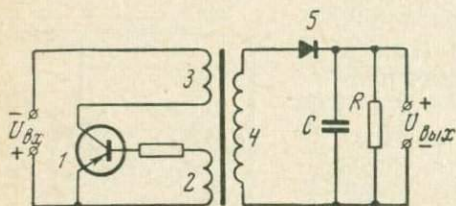


Рис. 7.23. Преобразователь постоянного тока

В практических схемах с целью повышения мощности и большей стабилизации выходного напряжения применяется система двух триодов, образующих двухтактную схему, и двухполупериодное выпрямление на четырех диодах с двойным LC -фильтром. Примером атомных батарей для геофизической аппаратуры является установка «Бетта-2», мощность которой составляет несколько ватт, а в импульсе — до киловатта. В установке использован стронций-90.

§ 7.6. ПРИМЕНЕНИЕ ЯДЕРНОГО МАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА

Явление ядерного магнитного резонанса (сокращенно ЯМР) заключается в следующем.

Известно, что многие атомные ядра, в частности ядра водорода — протоны, обладают собственным количеством движения (спином), которое создается благодаря вращению ядра. Момент количества механического движения, соответствующего спину ядра,

$$M_k = \frac{Jh}{2\pi}, \quad (7.43)$$

где J — ядерное спиновое число,
 h — постоянная Планка.

Спину должен соответствовать и магнитный момент. Для ядра с единичным зарядом

$$M_m = \frac{e h}{4\pi m c}, \quad (7.44)$$

где e — заряд электрона;
 m — масса ядра;
 c — скорость света.

Отношение моментов магнитного к механическому называют *гиромагнитным отношением*. Для протона $J=1$, поэтому гиромагнитное отношение

$$\gamma = \frac{M_m}{M_k} = \frac{e}{2mc}. \quad (7.45)$$

Было обнаружено, что если ядро оказывается во внешнем магнитном поле напряженностью H , то оно начинает совершать орбитальные движения с ларморовой частотой прецессии

$$\omega = \gamma H. \quad (7.46)$$

В (7.46) подставив (7.45), для протонов получим

$$\omega = \frac{eH}{2mc}. \quad (7.47)$$

Так, в магнитном поле Земли, где

$$H \approx 1 \text{ э} = \frac{10^3}{4\pi} \text{ а/м}, \quad \omega = 4,7 \cdot 10^3 \text{ гц.}$$

Формула (7.47) имеет ограничение со стороны больших значений H и соответственно ω . Она становится несправедливой при частотах ω , соизмеримых с частотой спина при отсутствии внешнего поля. Однако, судя по (7.47), это может быть достигнуто при напряженности внешнего поля на много порядков больше даже тех, которые достигнуты искусственно в лабораториях.

Если магнитное поле напряженностью H периодически менять с частотой ω , соответствующей (7.47), то будет наблюдаться резонансное явление, отсюда и название ЯМР, хотя само по себе явление прецессии ядра, как это следует из уравнения (7.47), не является резонансным: частота прецессии при изменении напряженности магнитного поля меняется линейно.

Явление ЯМР успешно используется для измерения земных магнитных полей, в частности с целью ориентации спутника (см. гл. IX). В этом случае достаточно измерить ларморову частоту ядра для образца с известным гиромагнитным отношением. Однако измерением напряженности магнитного поля не исчерпываются возможности применения ЯМР при геофизических исследованиях. Наблюдение за ЯМР в воздухе, в искусственных

магнитных полях, значительно превосходящих естественные, принципиально позволяет определять содержание компонент воздуха с различными гиромагнитными отношениями; не только обнаруживать их присутствие по соответствующей резонансной частоте, но и определять также их количество по интенсивности резонансного сигнала, которая определяется количеством резонирующих ядер.

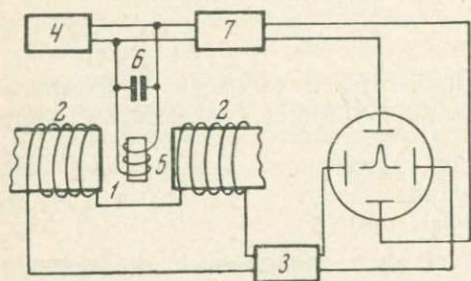


Рис. 7.24. Наблюдение за ЯМР

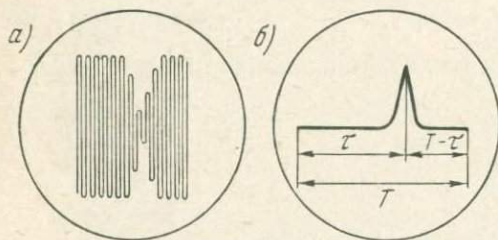


Рис. 7.25. Сигналы ЯМР:

а — без детектирования; б — с детектированием

Будут использоваться в дальнейшем, очевидно, и другие характеристики ЯМР: ширина резонансной полосы, характер ее ниспадающих крыльев, время релаксации резонанса и т. п., подобно тому, как аналогичные параметры постепенно все в большей и большей степени используются при исследовании вещества путем наблюдения за оптическими спектрами.

На рис. 7.24 и 7.25 показан один из вариантов получения резонансной кривой ЯМР. Исследуемый образец

вещества I находится под воздействием магнитных полей: низкочастотного пилообразного и высокочастотного синусоидального. Первое создается электромагнитом с обмоткой 2, питающейся низкочастотным генератором 3 пилообразного напряжения. Второе создается высокочастотным генератором 4, который питает обмотку 5, являющуюся частью колебательного контура с индуктивностью обмотки 5 и емкостью конденсатора 6. Сигнал низкочастотного генератора передается на горизонтально отклоняющие пластины осциллографа, сигнал LC -контура — на вертикально отклоняющие пластины.

Если параметры прибора подобраны таким образом, что условие (7.47) выполняется при некотором значении поля, лежащем внутри интервала колебаний напряженности поля, генерируемого низкочастотным генератором, то при резонансном значении H энергия колебательного контура будет интенсивно поглощаться образцом, и сигнал, идущий на осциллограф, резко уменьшится

(рис. 7.25). Если этот сигнал до подхода к осциллографу с помощью детектора 7 протестировать и отфильтровать от высокой частоты, то получим более четкую картину резонанса (рис. 7.25).

Величина $\frac{\tau}{T}$, где T — период пилообразного напряжения, а τ — время наступления максимума, однозначно определяет напряженность поля H в момент резонанса.

Если измеряется напряженность внешнего поля, то искусственно созданная напряженность должна быть по величине соизмерима с ним. На образец в этом случае будет действовать векторная сумма полей: внешнего, подлежащего измерению, и искусственно созданного по заданному закону. Зная этот закон, можно определить искомое поле.

Модуляция магнитного поля принципиально не обязательна. Однако в таком случае приходится применять высокочастотные генераторы с периодическим изменением частоты, что технически осуществить труднее.

В рассмотренном случае при объяснении был применен осциллограф с целью наглядности. Он может быть заменен другим прибором более удобным при регистрации или управлении. В импульсном варианте это осуществляется последующим образом. Если необходимо получить только лармову частоту, то используется генератор стандартных сигналов (ГСС), включаемый в момент начала нарастания пилы и выключающийся протестированным сигналом высокочастотного генератора. Тогда число импульсов ГСС (или ширина импульса) будет однозначно определяться временем τ . Ширина сигнала на ЯМР на заданном уровне может быть измерена, если его пропустить через двойной амплитудный ограничитель (снизу и сверху). Тогда количество электричества, идущее на последующие элементы схемы, будет определяться шириной импульса между этими уровнями.

Для измерения амплитуды импульса его предварительно ограничивают по длительности, формируя восходящую и нисходящую ветви (но не амплитуду). Тогда количество электричества в таком сигнале будет определяться амплитудой сигнала.

Кроме ядерного магнитного резонанса (ЯМР), используют с теми же целями сходное явление электронного парамагнитного резонанса (ЭПР). Если в первом случае наблюдают за магнитными свойствами ядра, то во втором случае — за атомом в целом.

Если в случае ЯМР измерения выполняются на частотах УКВ и высоких частотах, то в случае ЭПР приходится работать на сверхвысоких частотах (СВЧ), что влечет за собой применение менее освоенной волноводной техники.

Глава VIII

ДИСТАНЦИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

§ 8.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

Измерения, при выполнении которых наблюдатель (или оконечный измерительный прибор) находится на некотором расстоянии от объекта измерений, называются *дистанционными*. Это расстояние определяется поставленной задачей и может колебаться в широких пределах: от нескольких метров до многих тысяч километров.

Связь между объектом измерения и наблюдателем (или оконечным измерительным прибором) может осуществляться как по проводам, так и без проводов, в частности с помощью радиосредств.

Как правило, аппаратура с проводной связью является более точной, но может применяться лишь при сравнительно небольшой дистанции измерений: обычно от нескольких метров до нескольких сотен метров, реже до нескольких километров или более.

Дистанционная аэрофизическая аппаратура применяется в следующих случаях:

1) при точных измерениях аэрофизических величин — их распространения во времени и пространстве, когда присутствие наблюдателя или оконечного измерительного прибора непосредственно вблизи объекта измерений существенно искажает поле измеряемых величин;

2) при измерениях, которые требуется выполнять в необитаемых районах;

3) при измерениях, которые требуется выполнять на некоторой высоте над подстилающей поверхностью или, наоборот, в глубине почвы или воды, в то время как оконечные измерительные приборы устанавливаются в обычных условиях у Земли;

4) при измерениях, когда в качестве окончных приборов применяются сравнительно сложные устройства, в частности вычислительные, требующие стационарной установки в соответствующих помещениях;

5) при необходимости централизации окончной аппаратуры, в частности при оперативном обслуживании каких-либо объектов, например аэродромов.

По своему устройству дистанционная аэрофизическая аппаратура может быть разделена на три группы.

Отличительным признаком дистанционной аппаратуры первой группы является наличие в объекте измерений (на передающей стороне) первичного измерительного прибора (ПИП), сигналы от которого по каналу связи идут к окончному прибору (на принимающую сторону). На передающей стороне, кроме первичного измерительного прибора, может находиться преобразователь сигналов первичного измерительного прибора в сигналы, наиболее пригодные для передачи на расстояние. Оконечный прибор может быть как показывающим, так и самопишущим. Кроме окончного прибора, на принимающей стороне могут быть установлены преобразователи, воспринимающие сигналы, идущие с принимающей стороны, и преобразующие их в такие, которые наиболее пригодны для наблюдения или регистрации.

Передача результатов измерений на приемную сторону осуществляется либо непрерывно, либо в моменты времени, предусмотренные заранее составленной программой, либо по вызову, посылаемому с принимающей стороны.

В качестве примера аппаратуры первой группы может быть приведена измерительная аппаратура, применяющаяся при ракетном исследовании атмосферы. На передающей стороне таких станций реакция датчиков на изменение геофизических величин преобразуется в электрические сигналы, которые передаются по радио и воспринимаются приборами, установленными на принимающей стороне.

Для дистанционной аппаратуры второй группы характерно отсутствие в объекте измерения измерительных приборов; к объекту измерений посылается зондирующий сигнал, который преобразуется самим объектом измерений и возвращается к наблюдателю. Примером такой аппаратуры могут служить свето- и радиолокационные измерители нижней границы облачности.

Для дистанционной аппаратуры третьей группы также характерно отсутствие в объекте измерения измерительных приборов и искусственного зондирующего сигнала. Для измерений используются собственные сигналы объекта измерений. В качестве примера можно привести радиационные термометры, которые реагируют на изменение сигнала, идущего от объекта измерений в виде теплового (температурного) излучения.

В настоящей главе будет рассматриваться в основном аппаратура первой группы, для которой характерно наличие передающей и принимающей сторон.

Большая часть электрических приборов, изучавшихся в предыдущих главах, принципиально позволяет выполнять измерения на некоторой дистанции. При изучении этих приборов неоднократно отмечалось, что увеличение дистанции измерений, как правило, связано с увеличением погрешности измерений, возникающей в результате изменения во времени характеристик проводов, главным образом их сопротивления. Это кладет предел увеличению дистанции при применении обычной аппаратуры.

Для уменьшения роли проводов применяют специальные схемы, в частности компенсационные. Выше были рассмотрены термометры сопротивления с тремя проводами, идущими к датчику (трехпроводные термометры), компенсационные термоэлектрические термометры, индукционные анемометры с высокоомными сопротивлениями и другие приборы, в которых роль колебаний характеристик проводов существенно уменьшена. Компенсационные схемы позволяют вести измерения на больших дистанциях, чем некомпенсационные. Однако и здесь есть предел увеличения дистанции измерений, тем быстрее наступающий, чем большая точность измерений требуется. Аналогичная картина наблюдается и при передаче результатов измерений по радио: увеличение дистанции, как правило, связано с усилением искажающих помех, причем степень искажения результатов измерений существенно зависит от того, какого вида модуляция (или манипуляция) радиосигнала применяется.

Поэтому в тех случаях, когда требуется выполнять измерения на значительных расстояниях (по проводам или по радио), применяется специальная аппаратура с преобразователями, преобразующими сигналы первичных измерительных приборов в такие, которые либо подвергаются относительно небольшим искажениям при передаче на расстояние, либо имеют искажения такого характера, которые не нарушают однозначности связи между измеряемой величиной и сигналом, поступающим на окончательный измерительный прибор.

При выборе первичных измерительных приборов, предназначенных для использования в дистанционных установках, принимают во внимание характер реакции датчика с той точки зрения, насколько пригоден сигнал датчика непосредственно для передачи на расстояние или для преобразования в сигнал, пригодный для передачи.

Поясним сказанное на примере двух рассмотренных в § 4.1 вращающихся анемометров с проводной связью между датчиком и окончательным прибором: индукционного и фотоэлектрического. Какой из них более пригоден для измерений на большой дистанции?

В первом случае измеряется э. д. с., вырабатываемая датчиком, во втором случае — число импульсов в единицу времени.

При изменении сопротивления проводов, соединяющих датчик с окончательным электроизмерительным прибором, сила тока в цепи прибора меняется обратно пропорционально изменению сопротивления. Соответственно меняются и показания окончательного электроизмерительного прибора индукционного анемометра. Число же импульсов при исправной работе фотоэлектрического анемометра не может изменяться в результате изменения сопротивления проводов, меняется лишь форма импульсов.

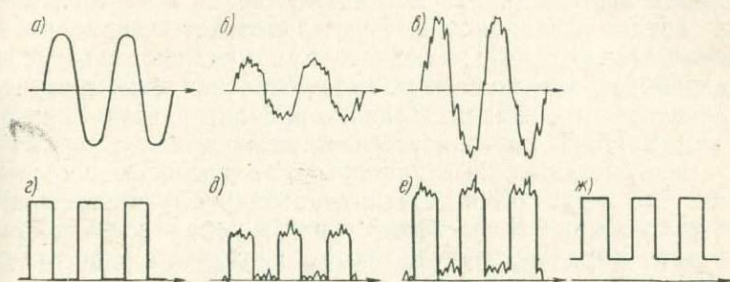


Рис. 8.1. Искажение сигналов при дистанционной передаче и их восстановление на принимающей стороне:

a — исходный синусоидальный сигнал; *б* — он же после передачи на расстояние; *в* — он же после усиления; *г* — исходный прямоугольный импульсный сигнал; *д* — он же после передачи на расстояние; *е* — он же после усиления; *ж* — он же после амплитудного ограничения

Если окончательный прибор фотоэлектрического анемометра реагирует непосредственно на изменение числа импульсов, то изменение формы импульсов совершенно не сказывается на результате измерения. В некоторых случаях на принимающей стороне применяются автоматические интеграторы, суммирующие результаты измерений за то или иное время путем измерения количества тока, прошедшего за это время. И в этом случае импульсный сигнал более приемлем, так как роль искажения его формы, возникающего при передаче на расстояние, может быть существенно уменьшена ограничением амплитуды импульсов.

Сказанное иллюстрируется рис. 8.1. Как синусоидальный, так и прямоугольный импульсные сигналы, идущие от датчиков, испытывают искажения, особенно сильные в области минимума и максимума. Однако импульсный сигнал путем ограничения по амплитуде может быть в какой-то мере восстановлен на принимающей стороне, в то время как в первом случае это принципиально недопустимо, так как амплитуда сигнала является мерой измеряемой величины.

При более сильном искажении импульсных сигналов применяются, если это требуется, другие, более сложные методы вос-

становления формы импульсных сигналов. Все они связаны с ограничением амплитуды сигналов и поэтому не применимы в первом случае.

Дистанционные приборы классифицируются в соответствии с характером сигналов, посылаемых передающей стороной на принимающую. Эта классификация принципиально применима к приборам и с проводной и с радиосвязью между передающей и принимающей сторонами. Практически удобно, однако, классифицировать их отдельно, несмотря на то, что аппаратура с проводной и радиосвязью имеет много общего.

Общим в классификации для них является, в частности, выделение среди дистанционных измерителей телеизмерителей. К ним относятся те, в которых имеются упоминавшиеся выше вторичные преобразователи, специально предназначенные для увеличения дистанции измерений. Наличие радиопередатчика, в котором реакция ПИП преобразуется в радиосигналы, заставила относить все дистанционные приборы с радиосвязью к телеметрическим. Что же касается дистанционных приборов с проводной связью, то среди них лишь определенная группа относится к телеметрическим. Впрочем, следует иметь в виду, что в ряде случаев выделение приборов в группу телеметрических оказывается в значительной мере условным, в связи с чем нередко все дистанционные приборы называют телеметрическими, не делая различия между этими терминами.

§ 8.2. ДИСТАНЦИОННАЯ АППАРАТУРА С ПРОВОДНОЙ СВЯЗЬЮ

Дистанционная аппаратура с проводной связью между передающей и принимающей сторонами по характеру сигналов, посылаемых передающей стороной на принимающую, делится на шесть основных групп.

1. *Системы интенсивности*, в которых измеряемые величины характеризуются интенсивностью сигнала, например силой тока, напряжением, мощностью сигнала и т. д.

2. *Балансные системы* характеризуются тем, что в моменты отсчетов на принимающей стороне устанавливается равновесие напряжений или токов, или электромагнитных сил, обеспечивающее определенное положение указателя, причем это положение однозначно определяется реакцией датчика. К балансным системам относятся, в частности, рассмотренные выше автоматически синхронизирующиеся системы.

3. *Частотные системы*, в которых измеряемые величины характеризуются частотой гармонически изменяющегося сигнала.

4. *Широтно-импульсные сигналы*, в которых измеряемые величины характеризуются продолжительностью (шириной) им-

пульсов или интервалов между импульсами. Такие системы называются также *время-импульсными*.

Для рассмотренных четырех систем общим является непрерывное изменение характеристик сигналов вслед за изменением измеряемых величин. В оставшихся нерассмотренными системах характеристики сигналов меняются не непрерывно, а дискретно.

К таким системам относятся:

5. *Частотно-импульсные системы*, в которых измеряемые величины характеризуются частотой посылки импульсов, т. е. числом импульсов в единицу времени. Такие системы называются также *число-импульсными*.

6. *Кодо-импульсные системы*, в которых измеряемые величины характеризуются тем или иным сочетанием качественно различных импульсов, например сочетанием импульсов различной полярности или различной длительности (например, азбука Морзе).

По характеру сигналов дистанционная аппаратура с проводной связью может делиться также на аппаратуру с несущим сигналом или без него. В первом случае рабочий сигнал характеризуется либо изменением амплитуды серии значительно более высокочастотных, так называемых несущих, сигналов, либо изменением (девиацией) частоты несущих сигналов.

Схематично дистанционные системы с проводной связью могут быть представлены в табл. 8.1.

Переходим к рассмотрению дистанционных приборов с проводной связью.

Дистанционные метеорологические станции

Дистанционными метеорологическими станциями (ДМС) принято называть дистанционные установки с проводным каналом связи, предназначенные для измерения основного комплекса метеорологических величин: скорости и направления ветра, температуры и влажности воздуха, высоты облачности, прозрачности атмосферы и т. д. Ниже рассматривается одна из станций. Ее электрическая схема показана на рис. 8.2. Измерителем скорости ветра является индукционный анемометр с воздушным винтом в качестве чувствительного элемента и микроамперметром в качестве окончательного электроизмерительного прибора. В измерителе направления ветра использована флюгарка, поворот которой фиксируется с помощью автосинной системы. Температура измеряется трехпроводным металлическим неуравновешенным термометром сопротивления. Электроизмерительным прибором термометра является микроамперметр. Влажность измеряется с помощью гигроскопической пленки, деформация которой преобразовывается в поворот оси автосина-датчика.

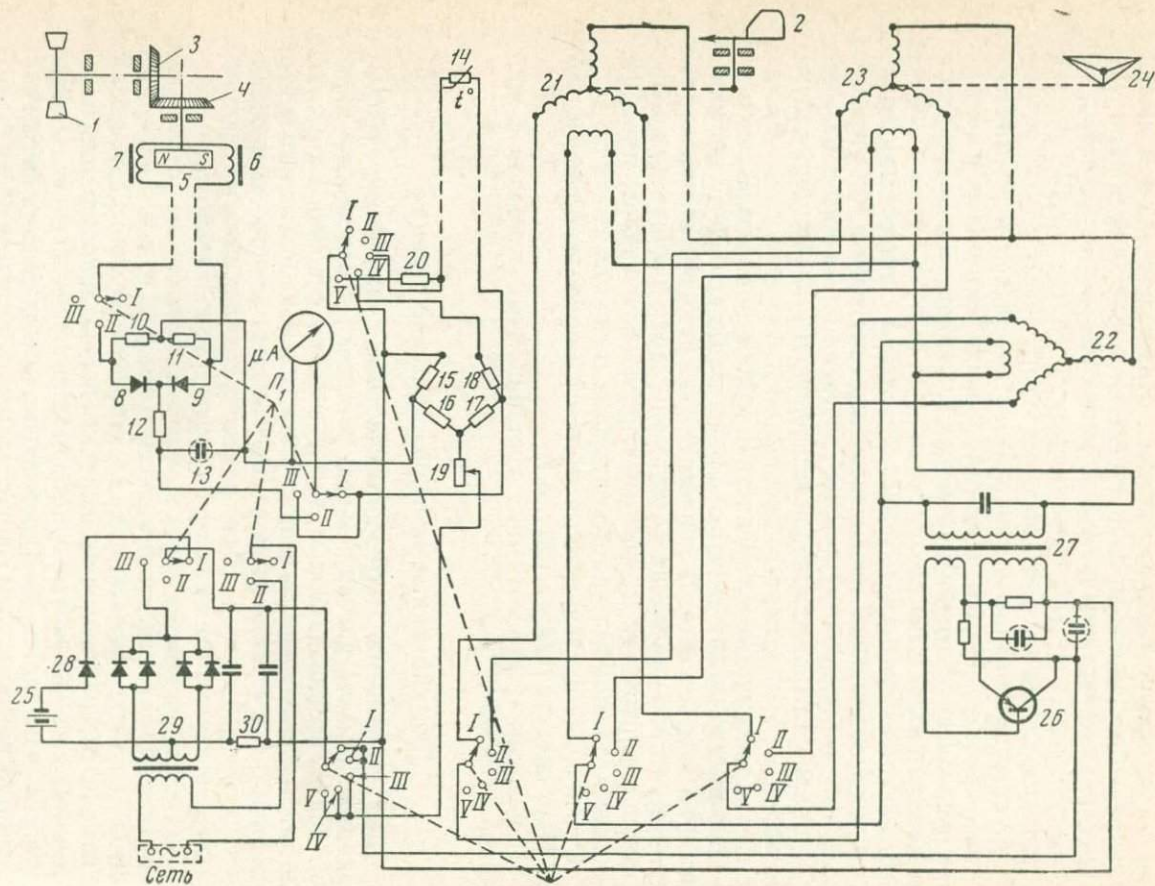
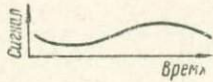

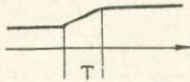
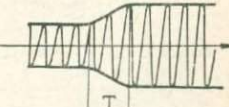

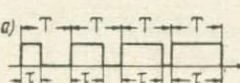
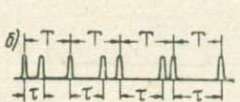
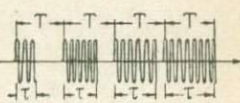

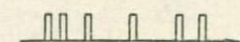

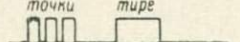
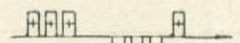
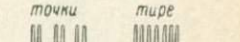
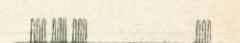


Рис. 8.2. Схема дистанционной метеорологической станции

Дистанционные системы с проводной связью

(по оси абсцисс отложено время, по оси ординат — амплитуда сигнала)

Наименование систем	Характер изменения сигналов	Система без несущего сигнала	Система с несущим сигналом
Системы интенсивности			
Балансные системы: T — время, в течение которого устанавливается новое положение равновесия			
Частотные системы			

Наименование систем	Характер изменения сигналов	Система без несущего сигнала	Система с несущим сигналом
<p>Широтно-импульсные системы:</p> <p>T — период изменения сигналов, τ — в случае <i>a</i> — ширина импульсов, τ — в случае <i>b</i> — время между импульсами</p>	<p><i>a)</i> </p> <p><i>b)</i> </p>	<p></p> <p></p>	
Частотно-импульсные системы			
Кодо-импульсные системы	<p><i>точки</i> </p> <p><i>тире</i> </p>	<p><i>точки</i> </p> <p><i>тире</i> </p>	

Питание станции осуществляется либо от сети переменного тока, либо от батареи.

Рассмотрим схему ДМС подробнее. Укажем прежде всего на то, что с целью удешевления станции ограничиваются применением для всех четырех измерителей только двух оконечных приборов: один и тот же микроамперметр используется в анемометре и термометре, один и тот же автосин-приемник — в румбометре и гигрометре. В связи с этим в схему приходится включать многополюсные переключатели P_1 и P_2 . Их положение при измерениях и контроле показано в табл. 8.2.

Таблица 8.2

Работа переключателей P_1 и P_2

Что измеряется или контролируется	Положение переключателей	
	P_1	P_2
Скорость ветра	II	
Направление ветра	I	
Влажность воздуха	II	
Температура воздуха (выше нуля)	I—при питании от батареи	III—при питании от сети
Температура воздуха (ниже нуля)	V	
Контроль чувствительности термометра	III	

Анемометрический воздушный винт 1, который поворачивается навстречу воздушному потоку флюгаркой 2, системой конических шестерен 3, 4 связан с постоянным магнитом 5. Благодаря вращению последнего в катушках 6, 7 индуцируется э. д. с., пропорциональная скорости ветра. Если переключатель P_1 находится в положении II, то цепь анемометра оказывается замкнутой и по микроамперметру μA протекает ток, амплитуда которого является электрическим аналогом скорости ветра. Выпрямитель анемометра собран по двухполупериодной мостовой схеме на полупроводниковых диодах 8, 9 и сопротивлениях 10, 11. Балластным сопротивлением является сопротивление 12.

Чтобы сгладить пульсации выпрямленного тока, выход выпрямителя шунтируется конденсатором 13, образующим вместе с сопротивлением 12 RC-фильтр.

Мост сопротивления термометра состоит из датчика — термочувствительного (медного) плеча 14 и постоянных плеч 15, 16, 17. Электроизмерительным прибором служит микроамперметр μA .

Контрольным сопротивлением, позволяющим контролировать чувствительность термометра, является и постоянное сопротивление 18, которое включается в мост вместо датчика, если переключатель P_2 поставить в положение III, а переключатель P_1 — в положение I (при питании от батареи) или II (при питании от сети).

Если же чувствительность термометра отличается от той, при которой выполнялась градуировка термометра, то реостатом 19 она восстанавливается до номинального значения.

Изменить диапазон измерения можно, изменив дискретно одно из плеч моста. В данной схеме это выполняется включением последовательно с датчиком постоянного сопротивления 20, т. е. установкой переключателя P_2 в положение V.

Автосин-датчик 21 румбометра соединяется с автосин-приемником 22, если переключатель P_2 стоит в положении I. Обмотки возбуждения автосина питаются переменным током с частотой 400 гц.

Автосин-датчик 23 гигрометра, кинематически связанный с пленкой 24, соединяется с автосин-приемником, если переключатель P_2 стоит в положении II. Автосинная система гигрометра питается тем же источником, что и румбометр.

Рассмотрим систему питания ДМС. Если станция питается батареей 25, то при переключателе P_1 в положении I ток подается либо в термометр (переключатель P_2 в положениях III, IV, V), либо в автосинную систему (переключатель P_2 в положениях I, II). В последнем случае он предварительно преобразуется в переменный с помощью преобразователя, собранного на полупроводниковом триоде 26. Генерируемые преобразователем колебания, имеющие частоту 400 гц, через трансформатор 27 передаются в обмотки возбуждения автосинной системы. Чтобы избежать выхода из строя триода 26 из-за неправильного включения батареи 25, в схеме предусмотрен полупроводниковый диод 28, пропускающий ток в цепь при том положении полюсов батареи 25, которое изображено на рисунке. При противоположном положении полюсов диод не пропустит ток в цепь.

Если питание станции осуществляется от сети переменного тока (переключатель P_1 в положении III), то ток предварительно выпрямляется полупроводниковым выпрямителем 29, собранным по двухполупериодной схеме на четырех полупроводнико-

вых диодах, включенных попарно параллельно друг другу. Для сглаживания тока выпрямитель снабжен RC -фильтром 30. Если переключатель $П_2$ при питании станции от сети стоит в положениях III, IV, V , то от выпрямителя 29 ток подается в термометр, а при положениях I, II — в преобразователь постоянного тока в переменный (с частотой 400 гц) и далее в автосинную систему.

Датчики скорости и направления ветра устанавливаются на деревянном столбе или специальной металлической мачте, датчики температуры и влажности воздуха — в радиационной защите. С целью увеличения точности измерений рекомендуется применять вентиляцию в защите. Кабель, соединяющий датчики с пультом управления, прокладывается по воздуху или в земле. В последнем случае применяются меры к защите изоляции кабеля от гниения.

Дистанционные метеорологические станции после установки, а затем периодически, сравниваются с психрометрами и образцовыми анемометрами. Результаты сравнения используются для регулировки измерителей станции или введения поправок к ним.

§ 8.3. РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКАЯ АППАРАТУРА

В радиотелеметрических системах изменения величин, подлежащих измерению, преобразуются на передающей стороне в электрические сигналы, которые передаются по радио и затем регистрируются на принимающей стороне.

На передающей стороне радиотелеметрической системы имеются: а) первичный измерительный прибор, реагирующий на изменение измеряемой величины и преобразующий это изменение в электрический сигнал, являющийся электрическим аналогом измеряемой величины; б) радиопередатчик, радиосигнал которого модулируется в соответствии с изменением электрических сигналов, вырабатываемых в первичном измерительном приборе.

На принимающей стороне имеются: а) приемник радиосигналов, б) детектор, выделяющий сигнал, выработанный на передающей стороне в первичном измерительном приборе; в) регистрирующее устройство (оконечный измерительный прибор).

В некоторых, наиболее ответственных случаях принятый радиосигнал записывают на магнитную ленту, которая в таких случаях служит первичным документом измерений. С магнитной ленты сигнал может быть далее подан на детектор и оконечный прибор.

В радиотелеметрических системах может применяться различного вида модуляция. Именно по способам модуляции радиосигналов и подразделяются радиотелеметрические системы.

Основными видами модуляции являются: амплитудная (АМ),

фазовая (ФМ), частотная (ЧМ), импульсная (ИМ). В свою очередь импульсная модуляция может быть амплитудно-импульсной (АИМ), широтно-импульсной (ШИМ), кодово-импульсной (КИМ), фазово-импульсной (ФИМ), частотно-импульсной (ЧИМ).

Применяются также и смешанные виды модуляции. Так, в некоторых случаях сигналы последовательно модулируются по одному параметру, а затем по другому, например сначала по амплитуде, а затем по частоте (АМ-ЧМ).

В других случаях при модуляции меняются два параметра, а информацию несет какая-нибудь их комплексная характеристика. Так, например, в системах частотно-широотно-импульсной модуляции (ЧШИМ) меняются и частота следования импульсов и их ширина, а информационным параметром является коэффициент заполнения, равный отношению длительности импульса к сумме длительности импульса и паузы.

Радиосигнал, который вырабатывается радиопередатчиком при отсутствии сигнала от первичного измерительного прибора, т. е. при отсутствии модуляции, называется *несущим сигналом*. Соответствующая частота электромагнитной волны называется *несущей частотой*. Она должна быть достаточно высокой по сравнению с частотой модулирующего сигнала, в противном случае не удастся достаточно надежно отделить на принимающей стороне модулирующий сигнал от несущего.

Несущий радиосигнал в радиотелеметрии, как и при обычной радиосвязи, играет вспомогательную роль, он служит переносчиком информации. Разница лишь в том, что при обычной радиосвязи по радиоканалу передаются звуки (радиотелефония) или закодированные слова и цифры (радиотелеграфия), в то время как в радиотелеметрических системах объектом радиопередачи являются результаты измерений, полученные посредством первичных измерительных приборов.

Если по одному радиоканалу (с помощью одного радиопередатчика с постоянной несущей частотой) передаются сведения о результатах измерения нескольких величин (например, температуры, давления, излучений, и т. д.), то применяется тот или иной метод разделения сигналов. Разделение может быть временное, когда сигналы от различных датчиков с помощью специального коммутирующего устройства посылаются с некоторым смещением во времени относительно друг друга, и частотное, когда радиосигналы, информирующие о значениях различных величин, отличаются друг от друга частотами. В последнем случае на принимающей стороне применяется система фильтров, разделяющих сигналы по частотам. Применяется и смешанное разделение, когда сигналы от различных групп датчиков смещены во времени, а внутри каждой группы датчиков сигналы отличаются по частотам.

ряющее сигналы ПИП, регистрируется оконечным измерительным прибором, в качестве которого обычно применяется осциллограф (электронный или шлейфовый).

Рассмотрим подробнее РТС с АМ на примере радиотелерометра сопротивления (рис. 8.4). В этом случае первичный измерительный прибор, сочетающий в себе чувствительный элемент и датчик, представляет собой мост сопротивлений с термочувствительным плечом R .

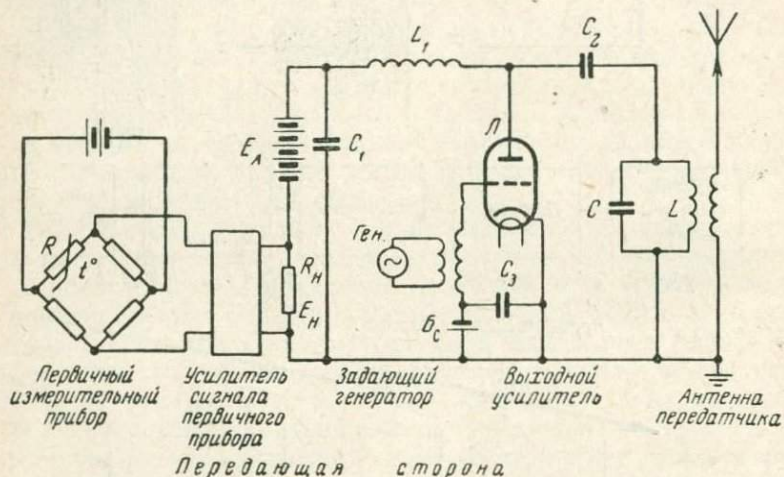


Рис. 8.4. Термометр сопротивления в цепи радиопередатчика с независимым возбуждением, с анодной амплитудной модуляцией несущего радиосигнала (передающая сторона)

Пусть мост сбалансирован при температуре $t=t^*$, тогда сигнал разбалансирует мост, характеризующий отклонение температуры от значения $t=t^*$, и будет модулирующим сигналом.

В качестве радиопередатчика использован передатчик с анодной модуляцией. Модулирующий сигнал разбалансирует мост, будучи предварительно усилен до необходимого уровня, создает на сопротивлении R_H падение напряжения E_H , которое алгебраически складывается с постоянным анодным напряжением E_A . Изменение напряжения разбалансирует мост, вызывая пропорциональные изменения потенциала анода, а следовательно, и пропорциональные изменения амплитуды колебаний, генерируемых передатчиком.

На схеме рис. 8.4 имеется задающий генератор *Ген* высокочастотных колебаний, он воздействует на сетку выходной лампы *Л*.

Высокочастотные колебания усиливаются лампой *Л*, анодной нагрузкой которой служит колебательный LC-контур, настроен-

ный в резонанс с задающим генератором. Этот контур индуктивно связан с антенной, излучающей электромагнитные колебания в эфир.

Индуктивное сопротивление (дроссель) L_1 препятствует прохождению высокочастотных колебаний из правой части схемы в левую, т. е. от генератора в анодную батарею и в первичный измерительный прибор. Для той же цели служит блокирующее емкостное сопротивление (конденсатор) C_1 , по которому проходит высокочастотная составляющая тока, оставшаяся незадержанной дросселем L_1 . В свою очередь конденсатор C_2 не пропускает в колебательный LC -контур сравнительно медленно меняющийся анодный ток, препятствуя тем самым замыканию анодного тока через LC -контур.

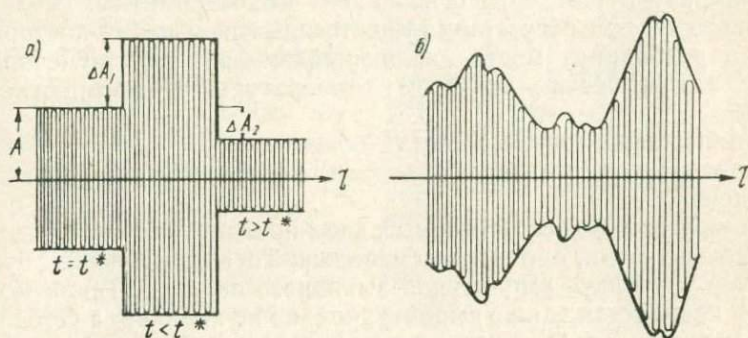


Рис. 8.5. Амплитудная модуляция сигнала в схеме, изображенной на рис. 8.4 (термосопротивление металлическое):

a — дискретное изменение температуры; *b* — непрерывное изменение температуры

Смещение на сетке лампы создается батареями смещения B_c . Батарея блокируется конденсатором C_3 и практически исключается из цепи высокой частоты. Необходимость этого связана с тем, что сопротивление батареи может быть, вообще говоря, значительным и притом несколько меняющимся во времени.

На рис. 8.5 схематично показана форма радиосигнала, модулированного по амплитуде. Если при $t=t^*$ мост в равновесии, модулирующее напряжение равно нулю и амплитуда A высокочастотных колебаний равна некоторой постоянной величине, то при $t < t^*$ напряжение разбаланса оказывается большим на величину ΔA_1 , а при $t > t^*$ — меньшим на величину ΔA_2 (рис. 8.5, *a*). Величины ΔA_1 и ΔA_2 по абсолютной величине тем больше, чем больше t отличается от t^* .

Если температура термосопротивления R непрерывно меняется, то непрерывно меняется и амплитуда радиосигнала (рис. 8.5, *b*); несущий радиосигнал непрерывно модулируется по ам-

плитуде сигналом разбаланса моста, являющимся электрическим аналогом температуры термосопротивления R .

Будем характеризовать амплитудную модуляцию глубиной модуляции M , равной отношению модуляционного приращения амплитуды к амплитуде немодулированного (несущего) сигнала.

В случае, изображенном на рис. 8.5, *а*, глубина модуляции равна нулю при $t=t^*$, равна $M_1 = \frac{\Delta A_1}{A}$ при $t < t^*$ и равна $M_2 = \frac{\Delta A_2}{A}$ при $t > t^*$.

В случае, изображенном на рис. 8.5, *б* глубина модуляции непрерывно меняется вслед за изменением температуры. Она характеризует изменение огибающей высокочастотных колебаний, которая при отсутствии существенных искажений повторяет сигнал разбаланса моста, являющийся, как уже отмечалось выше, электрическим аналогом температуры термосопротивления R .

Чтобы схема (рис. 8.4) стала более похожей на практически применяющиеся схемы, необходимо внести в нее следующие изменения.

Во-первых, сигнал ПИП выгоднее подавать на сетку последовательно с э. д. с. батареи смещения. Тогда этот сигнал будет сильнее управлять амплитудой выходного сигнала. Такая модуляция называется также амплитудной, но не анодной, а сеточной.

Во-вторых, чтобы иметь возможность для усиления сигнала ПИП применять усилители переменного тока, будем питать мост сопротивлений (или другой ПИП) не постоянным током, а так называемой *поднесущей* частоты, более низкой, чем несущая, но более высокой, чем самые высокочастотные изменения измеряемой величины, подлежащие измерению. В измерительной аппаратуре несущие частоты — это обычно звуковые. Поднесущая может быть отфильтрована при детектировании до подхода сигнала ПИП к сетке лампы выходного усилителя. Свою роль она сыграла.

Но эта операция на передающей стороне может и не выполняться. В таком случае сигнал ПИП модулирует поднесущий сигнал, а тот в свою очередь — несущий. На принимающей стороне в таком случае при детектировании сигнала отфильтровывается несущая, а потом поднесущая.

РТС с амплитудной сеточной модуляцией с использованием поднесущей показана на рис. 8.6. Генератор несущей (задающий генератор), как и на предыдущей схеме, воздействует на сетку выходной лампы L с колебательным LC -контуром в качестве анодной нагрузки. Анодное напряжение на лампе A создается батареей B_a . Как и в рассмотренных выше схемах, высокочастотному сигналу путь к анодной батарее преграждает

дроссель L_1 . В то же время батарея заземлена по высокой частоте через конденсатор C_1 .

Сигнал ПИП, будучи усилен до необходимого уровня, поступает теперь также на сетку лампы \mathcal{L} , алгебраически складываясь с э. д. с. батареи смещения B_c . Таким образом, вслед за изменением сигнала ПИП будет меняться суммарное смещение на сетке лампы \mathcal{L} . Параметры схемы подбирают так, чтобы лампа работала в режиме с отсечкой. Тогда изменение сигнала ПИП будет менять угол отсечки, а тем самым и амплитуду выходного радиосигнала.

Если поднесущая не применяется или отфильтровывается на передающей стороне, то усиленный сигнал ПИП подается на активное сопротивление, включенное последовательно с батареей смещения.

На принимающей стороне принятый радиосигнал с антенны попадает на колебательный контур, настроенный в резонанс с несущей частотой радиосигнала, затем усиливается лампами, анодными нагрузками которых являются колебательные контуры, также настроенные в резонанс с несущей частотой сигнала, детекти-

руется, причем низкочастотная составляющая выпрямленного тока, повторяющая модулирующий сигнал, проходит на сетку лампы выходного усилителя, а несущая, высокочастотная составляющая окончательно отфильтровывается.

Модулирующий сигнал, являющийся электрическим аналогом температуры объекта измерения, после усиления подается на гальванометр шлейфового осциллографа с достаточно малой инерцией (см. § 1.1). В качестве окончательного прибора может применяться также электронный осциллограф с непрерывным фотографированием экрана.

На рис. 8.3—8.6 представлены схемы передачи по радиоканалу результатов измерений одной величины. Между тем практически нередко требуется, чтобы передатчик на одной несущей частоте передавал сведения о значениях многих величин.

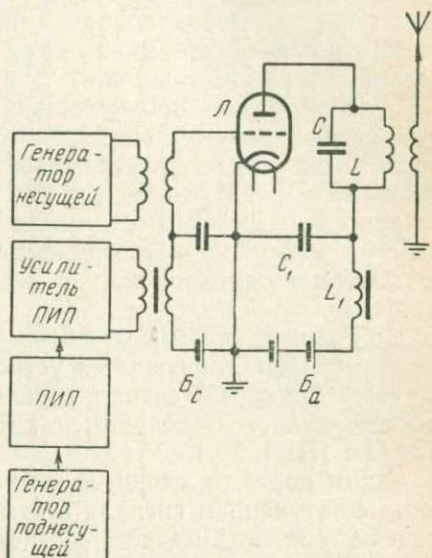


Рис. 8.6. Блок-схема передающей стороны РТС с амплитудной сеточной модуляцией, с поднесущей

Если величины, измеряемые первичными измерительными приборами, меняются сравнительно медленно, то первичные измерительные приборы могут подключаться к передатчику поочередно со значительным смещением во времени относительно друг друга.

Тогда один и тот же окончательный прибор поочередно регистрирует их показания: например, сначала передаются и регистрируются показания термометра, затем барометра, затем спектрометра и т. д. Перед подключением очередного датчика может посылаться специальный отличительный сигнал, например кодированная серия импульсов.

Если величины, подлежащие измерению, меняются быстро, то простой коммутационный способ временного разделения сигналов в системах с амплитудной модуляцией может оказаться неприемлемым. В таких случаях могут применяться радиотелеметрические системы с амплитудно-импульсной модуляцией, которые позволяют регистрировать сигналы от различных ПИП практически одновременно с помощью различных окончательных приборов.

При амплитудной модуляции в схему на передающей стороне, кроме ПИП, включается устройство, вырабатывающее стандартный (опорный) сигнал, величина которого на принимающей стороне является эталоном, с которым сравниваются принятые сигналы ПИП.

Таким образом, сводятся к минимуму погрешности, обусловленные затуханием сигнала в атмосфере и изменением коэффициентов усиления блоков, составляющих РТС.

Радиотелеметрические системы с амплитудно-импульсной модуляцией

В таких системах радиопередатчик работает в импульсном режиме: несущий сигнал представляет собой следующие друг за другом импульсы той или иной формы (обычно прямоугольные), причем длительность (ширина) импульсов τ_n и пауз между ними $\tau_{п}$, а следовательно, и период следования импульсов $T_c = \tau_n + \tau_{п}$ остается постоянным, а модуляции подвергается их амплитуда (рис. 8.7).

Несущая частота $f_n = \frac{1}{T_n}$ должна быть довольно высокой по сравнению с частотой следования импульсов $f_n = \frac{1}{T_c}$. Только в этом случае форма импульсных сигналов будет достаточно определенной.

Амплитудно-импульсная модуляция одним модулирующим сигналом иллюстрируется рис. 8.7, б. Модулирующий сигнал, вырабатываемый первичным измерительным прибором, является огибающей всех следующих друг за другом импульсов.

Если к одному радиопередатчику подключить несколько первичных измерительных приборов, причем переключение датчиков производить с частотой, равной частоте следования импульсов, то передатчик будет непрерывно посылать в пространство радиосигналы различных ПИП, смещенных во времени относительно друг друга на величину одного периода следования импульсов. Причем это смещение во времени сигналов, идущих от

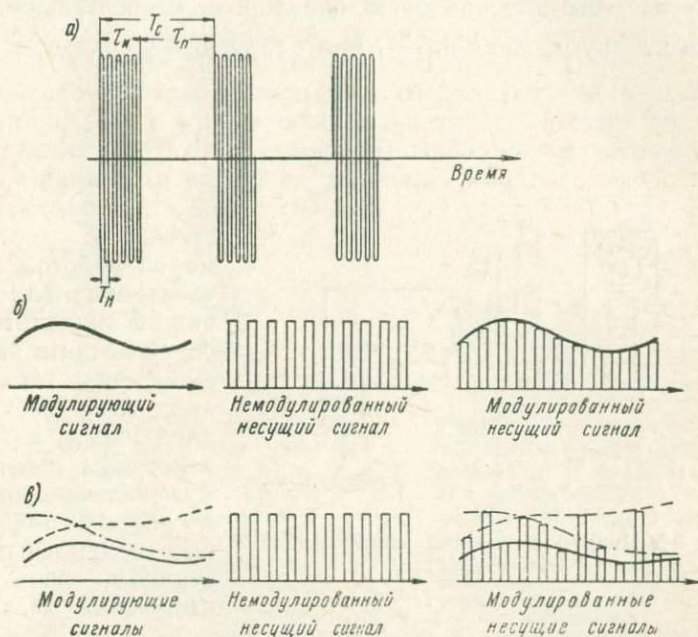


Рис. 8.7. Амплитудно-импульсная модуляция несущего сигнала (масштаб по оси абсцисс сильно увеличен):

a — строение прямоугольных импульсов; *б* — модуляция одним сигналом; *в* — поочередная модуляция тремя сигналами

одного и того же ПИП, будет во столько раз больше периода следования импульсов, сколько первичных измерительных приборов модулируют несущий сигнал. Так, например, на рис. 8.7, *б* импульсный несущий сигнал модулируется сигналами от трех ПИП, и сигналы от каждого из них посылаются с частотой, равной одной трети частоты следования импульсов. Если выбрать частоту следования импульсов достаточно высокой ($\sim 10^3$ гц), то при таком способе радиотелеметрии могут быть переданы сведения об изменении измеряемых величин с высокой степенью детальности.

Для осуществления импульсной модуляции применяются специальные электронные устройства; в частности, могут приме-

няться специальные электроннолучевые приборы — циклофоны (рис. 8.8). В варианте, представленном на рис. 8.8, циклофон представляет собой безынерционный коммутатор, являющийся одновременно и модулятором. Циклофон, как и осциллографическая электроннолучевая трубка, имеет электронную пушку 1, создающую пучок электронов. На отклоняющие пластины 2, 3 циклофона подается синусоидальное напряжение, причем напряжение на одну пару подается смещенным относительно напряжения на другой паре на $\frac{\pi}{2}$. Благодаря этому создается круговая развертка электронного луча, причем частота обращения луча равна частоте генератора, подключенного к пластинам.

Пролетая сквозь скважный анод 4, электроны попадают на экран 5, на котором имеются диодные пластинки 6, 6', 6'', 6''', ..., покрытые составом с достаточной малой работой выхода электронов. Так как экран 5 находится под более низким потенциалом, чем скважный анод 4, то выбитые из диодных пластинок электроны летят к нему, создавая при этом в линиях, подключенных к диодным пластинкам, значительные импульсы тока. Эти

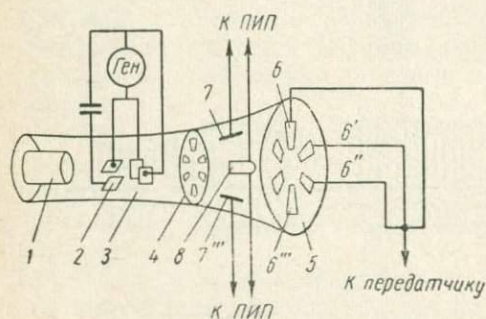


Рис. 8.8. Циклофон на передающей стороне РТС с АИМ

импульсы поступают в радиопередатчик, модулируя несущий сигнал.

Между анодом 4 и экраном 5 расположены вторичные отклоняющие пластины 7, 7', 7'', 7''', ... (на рис. показаны только 7 и 7'''), на которые подается отклоняющее напряжение от первичных измерительных приборов. Центральный электрод 8 является общим для всех пластин 7, 7', 7'', 7''', ... Чем больше амплитуда сигнала, идущего от ПИП, тем сильнее радиальное отклонение электронного луча при его прохождении около соответствующей отклоняющей пластины (рис. 8.9). Радиальное же смещение луча вызывает изменение амплитуды модулирующего импульса благодаря тому, что при таком смещении меняется площадь облучения диодной пластинки электронным лучом, который в циклофонах намеренно несколько расфокусирован (рис. 8.10).

Если сигнал от ПИП, поступающий на отклоняющую пластину, положительный и настолько велик, что электронный пучок целиком попадает на диодную пластинку, то амплитуда соот-

ветствующего модулирующего сигнала, а следовательно, и глубина модуляции максимальны. Если же сигнал, поступающий от ПИП, отрицательный и настолько велик, что электронный пучок совершенно не попадает на диодную пластинку, то амплитуда модулирующего сигнала, а следовательно, и глубина модуляции равны нулю. Между указанными крайними случаями расположены все остальные, когда величина сигнала от ПИП, а следовательно, и глубина модуляции меняются от максимума до минимума. Таким образом, глубина модуляции будет меняться вслед за изменением величины сигнала ПИП.

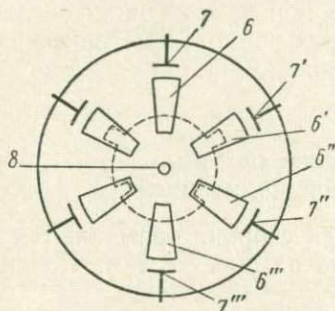


Рис. 8.9. Радиальное смещение электронного луча под действием сигнала ПИП при АИМ. Пунктиром показан путь центра электронного луча на экране 5. На рис. 8.9—8.12 на пластине 7 напряжение отсутствует, на пластине 7' напряжение положительное, на пластине 7'' — отрицательное (относительно центрального электрода 8)

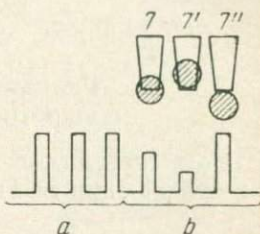


Рис. 8.10. Радиальное смещение электронного луча при АМ и соответствующее изменение амплитуды модулированного сигнала:

a — немодулированный несущий сигнал; *b* — модулированный по амплитуде несущий сигнал

На принимающей стороне радиотелеметрической системы с амплитудно-импульсной модуляцией несущий модулированный радиосигнал поступает в избирательное устройство, усиливается до необходимого уровня и подается на вторичные отклоняющие пластины циклофона. Диодные пластинки циклофона на принимающей стороне соединены со шлейфами осциллографа. Таким образом, если круговое движение электронных лучей на передающей и принимающей сторонах синхронизировано (это достигается с помощью специальных так называемых маркерных импульсов), то сигналы, идущие от различных ПИП, после прохождения на принимающей стороне циклофона разделяются и регистрируются каждый на отдельном шлейфе независимо. Амплитуда импульсов, зарегистрированных шлейфами, будет определяться радиальным смещением электронного луча относительно диодных пластинок, т. е. глубиной модуляции несущей

щего сигнала, являющегося аналогом сигналов ПИП. Запись получается прерывистой, но при достаточно высокой частоте следования импульсов перерывы в записи практически не искажают результатов измерений.

В некоторых случаях в схему перед входом в осциллограф включают RC -контур с постоянной времени RC , несколько большей ширины импульсов. Тогда запись получается сплошной, но при этом имеет место и некоторое искажение результатов измерений.

Системам с АИМ свойственны погрешности, вызываемые искажением амплитуд радиосигналов при прохождении по радиоканалу. В связи с этим в импульсных радиотелеметрических системах применяют и другие виды модуляции. Об одной из таких систем сказано ниже.

Радиотелеметрические системы с широтно-импульсной модуляцией

В таких системах на передающей стороне применяются циклофон, отличающийся от циклофона на рис. 8.8 тем, что динод-

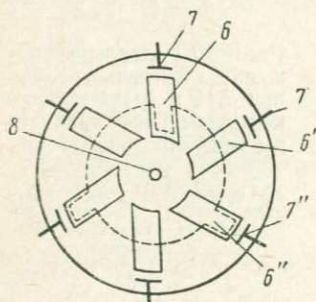


Рис. 8.11. Форма диодных пластин и радиальное смещение электронного луча при ШИМ

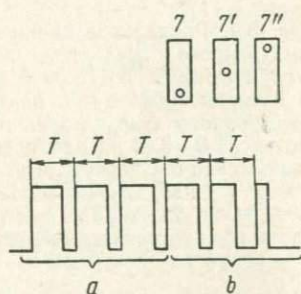


Рис. 8.12. Радиальное смещение электронного луча и соответствующее изменение ширины модулированных импульсов при ШИМ:

a — немодулированный несущий сигнал; b — модулированный по ширине несущий сигнал

ные пластинки делаются прямоугольными, причем длина их такова, что при любой величине сигнала, поступающего на вторичные отклоняющие пластины от ПИП, электронный пучок при своем движении не минует диодных пластинок (рис. 8.11, 8.12).

Тогда от величины модулирующего сигнала будет зависеть не амплитуда импульсов, поступающих с диодных пластинок в модулятор радиопередатчика, а их ширина (длительность); чем

больше отклоняется электронный луч от центра, тем короче длительность импульса (рис. 8.12), ибо тем меньшую часть полного периода своего обращения электронный луч находится на диодной пластинке. Четкость формы импульсов в РТС с ШИМ обеспечивается тщательной фокусировкой электронного луча на диодные пластинки.

На принимающей стороне в РТС с ШИМ напряжения на электродах циклофона подобраны таким образом, что при отсутствии сигнала с передающей стороны электронно-лучевая трубка на приемной стороне заперта и электронный луч через скважный анод не проходит. Импульсы, поступающие на принимающую сторону с передающей стороны, после достаточного усиления поступают на скважный анод, повышая его потенциал до уровня, при котором трубка отпирается, в результате чего электронный луч проходит на соответствующую диодную пластинку. Длительность (ширина) импульса, который при этом создается, оказывается равной длительности модулированного импульса. Непосредственно с диодных пластинок на шлейфы осциллографа импульсы не подаются, они предварительно подаются в преобразователь широтно-импульсной модуляции в амплитудно-импульсную, после чего сигнал может быть зарегистрирован осциллографом в обычной системе координат.

В тех случаях, когда измеряемые величины меняются сравнительно медленно или измеряются с помощью инерционных приборов, применяется более простой метод широтно-импульсной модуляции — радиотелеграфная манипуляция, отличающаяся от обычно применяющейся в радиотелеграфии лишь тем, что длительность посылки радиотелеграфных сигналов меняется не дискретно (точка — тире), а непрерывно от нуля до некоторого максимального значения в соответствии с изменением измеряемой величины.

Так, например, при измерении давления от 900 до 1100 мбар верхний предел может соответствовать нулевой длительности сигнала, а нижний — максимальной.

Схема радиотелебарометра с широтно-импульсной телеграфной анодной манипуляцией показана на рис. 8.13. Столбик anerоидных коробок 1 своим верхним концом укреплен на основании 2, на нижнем свободном конце столбика укреплена зубчатая рейка 3, кинематически связанная с зубчатым колесом 4. Изменение давления в пространстве, окружающем коробки, вызывает смещение (на рис. 8.13 — вертикальное) рейки 3 и поворот (на рис. 8.13 — против часовой стрелки) колеса 4, а вместе с ним и контактной стрелки 5. Контакт 6 укреплен неподвижно. Поэтому расстояние между контактами 5 и 6 оказывается однозначно связанным с величиной давления.

Для запуска прибора необходимо включить источник питания радиопередатчика и далее включить электромотор 8, вра-

щающий диск 7. Одна половина последнего выполнена из проводника, другая половина — из изолятора, благодаря чему контакты 5 и 6 часть времени, составляющего период оборота диска, замкнуты друг на друга, часть времени не замкнуты. Чем выше

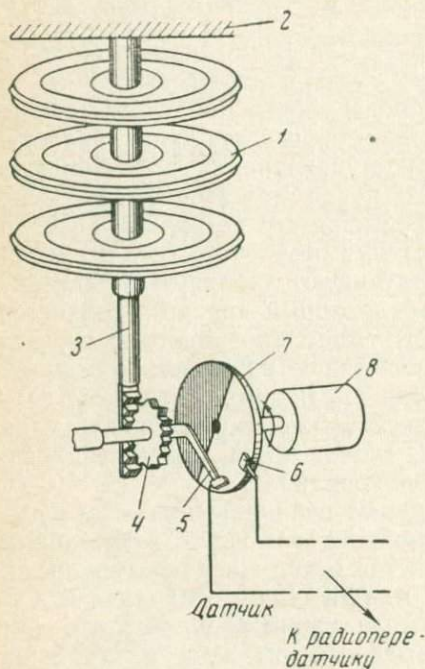


Рис. 8.13. Широко-импульсный теле-
радиобарометр с телеграфной мани-
пуляцией

давление, тем дальше друг от друга контакты и тем меньшее время они замкнуты. Минимальное время замыкания соответствует тому положению, когда контакты оказываются на одном диаметре диска, максимальное — когда контакты вплотную подошли друг к другу (но не соприкасаются).

Контакты 5, 6 и диск 7 служат ключом радиопередатчика. Если используется схема, изображенная на рис. 8.4, то этот ключ замыкает анодную цепь (анодная амплитудная манипуляция), если схема аналогична изображенной на рис. 8.6 (без ПИП), то ключ отключает или, наоборот, подключает дополнительную батарею, включенную последовательно с батареей смещения (сеточная амплитудная манипуляция).

В случае схемы, изображенной на рис. 8.4, при замкнутом ключе в эфир идут сигналы, при разомкнутом — нет. Форма сигналов показана на рис. 8.14. Период сигнала T , равный периоду оборота диска 7, остается постоянным, меняется лишь соотношение между длительностями сигнала τ и паузы $T - \tau$, которое и является мерой изменения давления.

Контактная система 5, 6, 7 может быть заменена бесконтактной: фотоэлектрической или со срывом генерации (см. § 4.1).

Если используется фотоэлектрический вариант, то одна половина диска делается оптически прозрачной, другая — нет, а каждый из контактов заменяется парой: источник света — фотоэлемент (или фотосопротивление, или фотодиод), причем источник располагается по одну сторону диска, а фотоэлемент по другую.

Сигналы от фотоэлементов поступают на так называемую схему совпадений двух сигналов, которая вырабатывает выходной

сигнал только в то время, когда оба сигнала поступают на ее вход. В качестве такой схемы может быть, например, использован мост сопротивлений, противоположными плечами которого являются фотосопротивления (плечи *A* и *C* на рис. 1.24). Тогда при освещении обоих фотосопротивлений на выходе моста [фор-

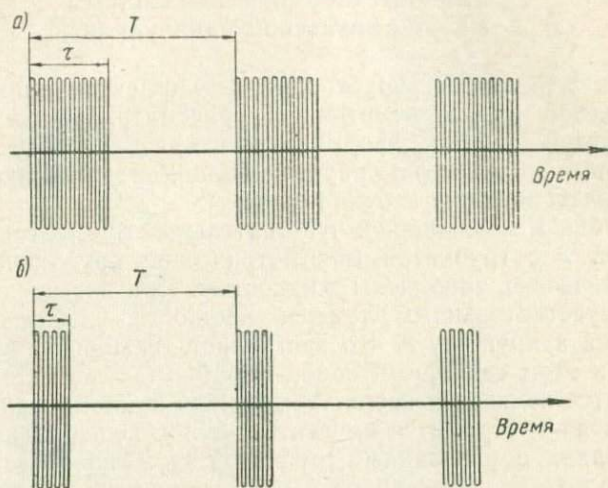


Рис. 8.14. Форма радиосигналов широтно-импульсного телеграфобарометра с телеграфной манипуляцией:
a — низкое давление; *б* — высокое давление

мула (1.23)] создается сигнал примерно в два раза больший, чем при освещении одного из них. Если на выходе моста поставить амплитудный ограничитель снизу, пропускающий сигналы большие, чем при освещении одного сопротивления, то мы получим один из вариантов схемы совпадений световых сигналов.

Легко понять, что если фотосопротивления включить в качестве смежных плеч, а амплитудный ограничитель не ставить, то получим схему антисовпадений световых сигналов, которая вырабатывает выходной электрический сигнал только тогда, когда освещено одно из сопротивлений, и не дает сигнала, если освещены оба.

Аналогично устроена РТС со срывом генерации.

В обоих случаях схему можно изменить так, что индикаторы (фотосопротивления или катушки генератора) будут неподвижны, а перемещаться — секторы, связанные с датчиком.

К радиопередатчикам РТС с телеграфной манипуляцией нередко предъявляются требования точно выдерживать несущую частоту. В связи с этим они стабилизируются, в частности, с помощью кварца. Кроме того, в связи с тем, что, как известно,

днем и ночью наимыгоднейшими для передачи являются различные частоты, в схему включаются два идентичных передатчика, настроенных на различные частоты («дневная» волна и «ночная»).

Радиотелеметрические системы с кодо-импульсной манипуляцией

Рис. 8.15 иллюстрирует один из вариантов принципа кодо-импульсной радиотелеметрии. В рассматриваемом радиотелеметре реакция деформационного датчика температуры преобразовывается в серию радиосигналов, представляющих то или иное сочетание букв азбуки Морзе.

Трубка 1, являющаяся чувствительным элементом, соединена трубкой 2 с трубчатой манометрической пружиной 3. Трубки металлические, заполнены жидкостью. При повышении температуры чувствительного элемента жидкость, расширяясь, выталкивается в пружину 3, что заставляет последнюю распрямляться. При этом свободный конец стрелки 4, снабженный иглой 5, стремится подняться вверх. Аналогично при понижении температуры игла 5 стремится сместиться вниз. Центральный угол закручивания, образованный трубчатой пружиной, в данном случае в несколько раз превышает 2π , благодаря чему достигается достаточно высокая чувствительность прибора. Деформация пружины 3, а следовательно, и поворот стрелки определяются изменением температуры не только чувствительного элемента 1, но также трубки 2 и пружины 3, что вносит, вообще говоря, некоторую неопределенность. Однако если объем трубки 1 достаточно велик по сравнению с объемом трубки 2 и пружины 3, то деформация определяется главным образом изменением температуры чувствительного элемента. Реакция стрелки на изменение температуры трубки 2 и пружины 3 может быть существенно уменьшена, если применить устройство, компенсирующее смещение стрелки, вызванное изменением их температуры (в данной схеме отсутствует).

Внешняя поверхность металлического кодового барабана 6 изрезана канавками, по которым скользит игла 5 при вращении барабана. Борты канавок покрыты материалом, являющимся электрическим изолятором. По дну канавок проложены электроизолирующие вставки. На рис. 8.15, на котором дана развертка части поверхности барабана, эти вставки показаны черным цветом.

Длина вставок и расстояний между ними определяет длительность контакта между металлической основой кодового барабана 6 и стрелкой 4. Барабан со стрелкой являются ключом радиопередатчика, который, как и в случае рассмотренной выше схемы (рис. 8.13—8.14), посылает радиосигналы при замкнутом ключе

и «молчит» — при разомкнутом. Если, например, игла 5 скользит по верхней из канавок, изображенных на рис. 8.15, то последовательность радиосигналов соответствует буквам А (точка —

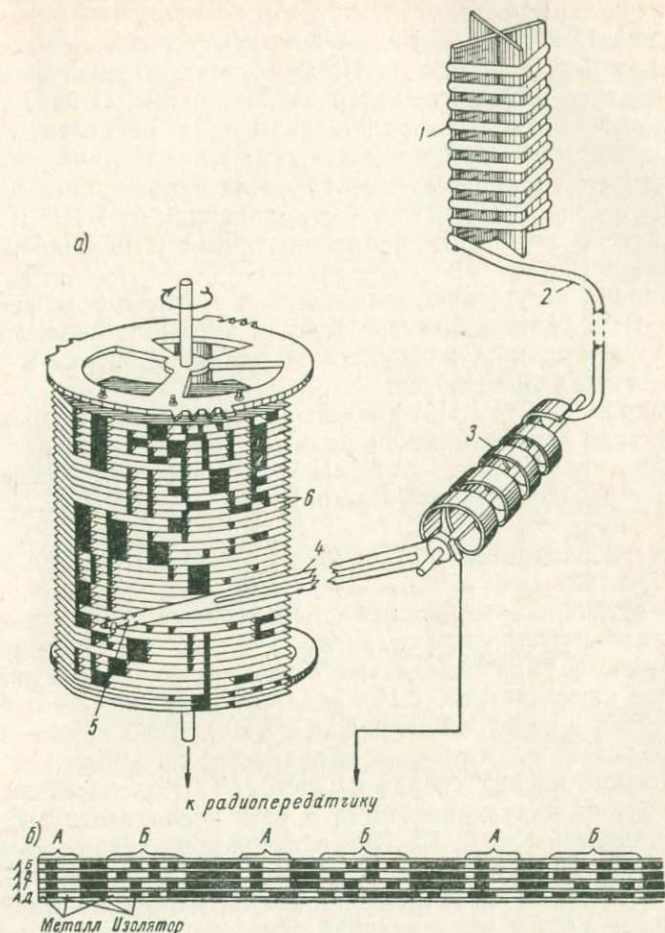


Рис. 8.15. Кодо-импульсный телерадиотермометр с телеграфной манипуляцией:
а — схема; б — развертка кодового барабана

тире) и Б (тире — точка — тире — точка). Смещение иглы на соседнюю канавку, соответствующую более низкой температуре, будет вызывать сигналы АВ, и т. д. Переход иглы с одной канавки на другую может происходить, когда игла выходит из соприкосновения с барабаном.

В фотоэлектронных вариантах РТС с кодо-импульсной манипуляцией кодовый барабан представляет собой фотоэлемент

(или фотосопротивление) с вращающимся оптическим экраном, имеющим систему вырезов двух различных размеров (точка и тире), а первичным измерительным прибором — зеркальный гальванометр или логометр.

Реакция ПИП на изменение измеряемых величин вызывает либо переход светового луча ПИП с одних вырезов на другие, либо смещение дополнительного экрана, частично перекрывающего вырезы основного экрана. Таким образом, вслед за изменением измеряемой величины меняются число и вид вырезов, через которые световой луч попадает на фотоэлемент, а следовательно, и сочетание сигналов, поступающих от ПИП в радиопередатчик. В остальном фотоэлектронные РТС подобны рассмотренным выше.

Благодаря отсутствию механических контактов, в фотоэлектронных РТС удастся применять более чувствительные датчики, повышается и срок службы системы, однако проверка и регулировка системы усложняются.

Примером РТС с КИМ является используемая в Арктике и Антарктиде автоматическая радиометеорологическая станция (АРМС), которая в Арктическом варианте называется ДАРМС — дрейфующей, а в Антарктическом — ЛАРМС — ледниковой.

Ниже рассматривается ДАРМС. Ее схема показана на рис. 8.16, 8.17, 8.18.

Блок датчиков — первичных измерительных приборов — называется *метеометром*, он управляет работой радиопередатчика. Двухламповый радиопередатчик с независимым возбуждением выходного каскада (рис. 8.16) работает в режиме телеграфной манипуляции в катодной цепи. Как и в некоторых из рассмотренных выше схем, манипуляция выполняется по амплитуде сигнала. Задающий каскад собран на лампе L_1 . Колебательный контур состоит из индуктивности L_1 и трех последовательно включенных емкостей C_1, C_2, C_3 . При настройке на заданную частоту используется переменный конденсатор C_4 (триммер).

Конденсатор C_1 одновременно шунтирует R_1 — активное сопротивление утечки управляющей сетки лампы L_1 , являясь общим для колебательного контура и цепи управляющей сетки. Через него осуществляется обратная (положительная) связь, благодаря чему поддерживаются незатухающие колебания.

Прямая связь между лампой и контуром осуществляется через конденсатор C_5 , пропускающий высокочастотные колебания и отсекающий постоянную анодную составляющую.

Анодное напряжение на лампу L_2 подается целиком через дроссель (индуктивность) L_2 , на лампу L_1 — через анодную нагрузку R_2 и на экранную сетку лампы L_1 — через сопротивление R_3 при блокировании сетки на корпус конденсатором C_6 .

Аналогичным образом цепь экранной сетки лампы L_2 составлена из сопротивления R_4 и емкости C_7 .

Индуктивность L_2 развязывает аноды лампы L_1 и L_2 по высокой частоте, не препятствуя прохождению постоянного тока.

Сигнал от колебательного контура с емкостного делителя $C_2 - C_3$ поступает на управляющую сетку выходной лампы передатчика L_2 . Необходимый потенциал на сетке задается величиной сопротивления R_5 . С анода выходной лампы сигнал поступает через разделительную емкость C_8 на выходной колебательный контур, который в данной схеме состоит из

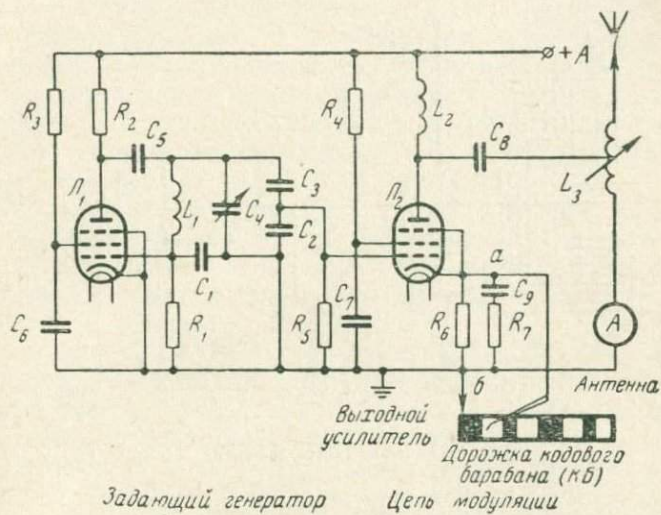


Рис. 8.16. Радиопередатчик ДАРМС

индуктивности и емкости самой антенны. Для настройки антенного контура на частоту задающего генератора предусмотрена регулировка величины индуктивности L_3 .

Настройка выполняется по максимуму тока в антенне, который измеряется по амперметру A , включаемому в цепь антенны при регулировке.

Ключом цепи манипуляции служит рассмотренный выше кодовый барабан и скользящие по нему контактные стрелки ПИП. На рис. 8.16 показаны одна дорожка и одна стрелка, которые подключаются к схеме в точках a и b . Если стрелка находится на оголенной части дорожки, то катодное сопротивление R_6 оказывается закороченным, а лампа L_2 отпертой, и радиосигнал идет в эфир.

Если же стрелка находится на изоляторе или вовсе выходит из соприкосновения с барабаном, то большое по величине со-

противление R_6 практически запирает лампу. Поэтому при вращении барабана сочетание коротких (точка), длинных (тире) сигналов и пауз между ними определяется тем, на какой дорожке оказывается стрелка.

Цепочка R_7C_9 служит искрогасителем, предохраняющим от обгорания контакты манипуляционного ключа, в качестве которого выступают контактные стрелки метеометра, скользящего по дорожкам кодового барабана КБ (рис. 8.17).

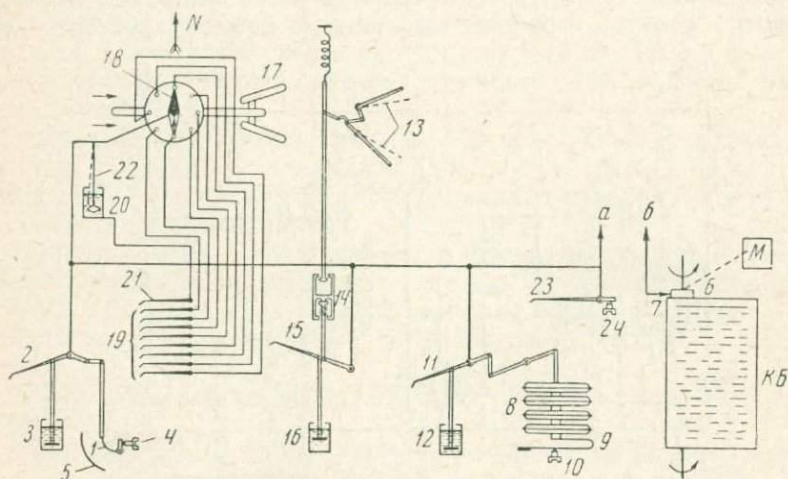


Рис. 8.17. Блок ПИП ДАРМС

Датчиком температуры (ПИП) служит биметаллическая пластинка 1, температурная деформация которой системой рычагов передается на контактную стрелку 2.

Как и все остальные датчики, термометр демпфируется с целью гашения вибрацией стрелки при порывистом ветре.

Демпфер 3 представляет собой стаканчик, заполненный маслом, внутри которого находится легкий металлический диск-поршень, связанный металлической тягой со стрелкой 2. При замыкании стрелки на барабан через клеммы *a* и *б* замыкается цепь манипуляции радиопередатчика.

Регулировочный винт 4 служит для установки начального положения стрелки температуры (при проверке и регулировке ДАРМС).

Биметалл защищен от воздействия солнечной радиации защитой 5 через провод *a*, общий для всех ПИП (все стрелки ПИП все время присоединены к манипуляционному ключу радиопередатчика). Через второй, также общий для всех ПИП, провод *б* каждая из стрелок оказывается присоединенной к ключу только

тогда, когда она окажется на дорожке, притом на ее оголенной части. В этом случае ключ будет замкнут через провод *a*, соответствующую стрелку, дорожку, контактное кольцо *b* и щетку *7*.

Вращается барабан мотором *M*. Система его включения имеет такую особенность: при замыкании ключа цепи питания мотора часовым механизмом по заранее заданной программе (или по команде, поданной по радио) мотор начинает вращаться, и стрелки поочередно входят с ним в контакт.

Когда ключ окажется разомкнутым (часовым механизмом или по команде), мотор не остановится до тех пор, пока барабан не займет строго определенного положения.

Датчиком давления служит блок анероидных коробок *8*, укрепленный на биметаллическом термокомпенсаторе *9*.

При установке нулевого положения коробок используется регулировочный винт *10*. Система рычагов передает деформацию коробок на контактную стрелку *11*, демпфированную с помощью демпфера *12* аналогично термометру.

Скорость ветра измеряют по углу раствора лопастей *13*, которые ориентируют по ветру флюгаркой (см. ниже). Благодаря динамическому давлению воздушного потока на лопасти последние стремятся сомкнуться, но этому препятствует пружина *14*.

Чем больше динамическое давление (пропорциональное квадрату скорости потока), тем сильнее сблизятся лопасти и тем больше сместится контактная стрелка *15*, движение на которую передается от лопастей *13* через систему рычагов.

Демпфер *16* в анемометре приобретает дополнительное значение. Он резко увеличивает постоянную времени анемометра в целом, сглаживая колебания датчика, вызванные колебаниями скорости ветра, и способствуя тем самым в какой-то мере усреднению результатов измерения.

В метеометре применен необычный датчик скорости ветра, по принципу действия напоминающий флюгер, но выгодно отличающийся от него тем, что его градуировка не нарушается, если благодаря обледенению увеличится вес лопастей. При обледенении изменится лишь постоянная времени датчика и то сравнительно немного. Правда, срок его службы меньше, чем обычного флюгера, но срок службы ДАРМС все равно ограничен. После выхода из строя станцию не снимают со льда, так как эта операция дороже стоимости станции.

ДАРМС в результате дрейфа льдов может менять свою ориентацию относительно стран света, поэтому направление приходится определять по положению флюгарки *17* относительно магнитной стрелки *18* компаса.

Коробка компаса имеет шестнадцать контактных головок, каждая из которых электрически связана с одной из контактных стрелок *19* (на рисунке 8.17 показано восемь стрелок).

Электрическая цепь замыкается через магнитную стрелку, которая при включении ДАРМС прижимается вниз электромагнитным реле, притом благодаря наличию специальных треугольных вырезов — направляющих — стрелка, будучи прижатой вниз, направляется к ближайшей контактной головке и никогда не оказывается между контактами.

Когда контактные стрелки 19 входят в контакт с кодовым барабаном КБ, передатчик работает только через одну из них.

Демпфирование измерителя направления демпфером 20 имеет целью увеличить постоянную времени измерителя.

При обработке результатов измерения направления ветра учитывается магнитное склонение места расположения ДАРМС. Место определяется в результате радиопеленгации ДАРМС во время ее работы несколькими станциями и используется в первую очередь для наблюдения за дрейфом льдины, на которой установлена ДАРМС.

Контактная стрелка 21, расположенная в одной плоскости со стрелками, при нормальном положении ДАРМС обесточена. Однако если в результате передвижения льдов мачта, на которой установлена станция, сильно накренится, то показания измерителя направления не будут соответствовать направлению ветра. Но тогда свободно висящий в металлическом стакане с маслом маятник 22 замкнет цепь контактной стрелки 21, которая скользя по самой верхней дорожке кодового барабана и дает сигнал длинного тира (по всей длине дорожки). Этот сигнал переключает сигнал направления, какая бы из стрелок 19 в это время ни оказалась под током.

Пока мачта не упадет совсем, все остальные измерители будут работать более или менее нормально, правда, измеритель скорости в случае обледенения начнет теперь давать несколько искаженные показания. Однако искажение будет значительно меньшее, чем при измерении направления ветра.

Контактная стрелка 23 при регулировке станции может быть переставлена на уровень любой из дорожек винтом 24. Замыкает цепь при контактировании с кодовым барабаном, она сообщает позывные данной станции.

Внешний вид метеометра показан на рис. 8.18.

Последовательность сигналов ДАРМС такова: позывные станции, давление воздуха, скорость ветра, направление ветра (или сигнал кренометра), температура воздуха. Таким образом, в ДАРМС осуществляется временное разделение сигналов различных датчиков (ПИП), причем переключающим устройством служит сам кодовый барабан.

Питание станции осуществляется батареями, которые герметизируются и опускаются в прорубь — естественный термостат. Там же располагается часовой механизм.

Кроме основных, рассмотренных выше датчиков АРМС дру-

гих конструкций, имеются датчики солнечного сияния, количества осадков, высоты нижней границы облачности и др. Первые два обычно контактные.

Датчиком солнечного сияния служат расположенные рядом две термобиметаллические пластинки, покрытия которых отличаются друг от друга коэффициентами поглощения солнечной радиации. Так, например, одна пластинка полируется, а другая покрывается черной краской. При изменении температуры воздуха они изгибаются одинаково, оставаясь не замкнутыми друг

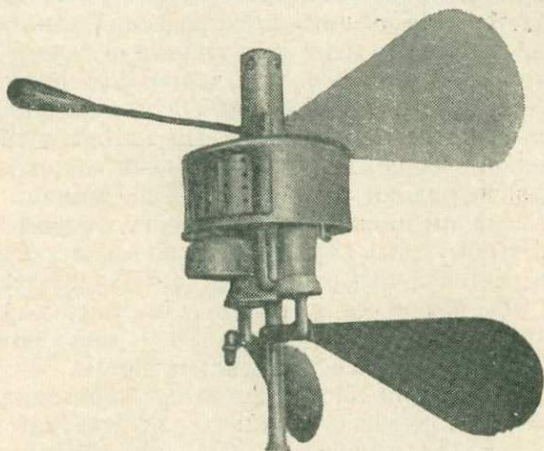


Рис. 8.18. Датчик ДАРМС

на друга. Будучи освещены Солнцем, они изогнутся по-разному, но так как компоненты пластинок термобиметаллов с большим коэффициентом расширения располагаются снаружи, то зачерненная пластина изогнется в сторону полированной, и они замкнутся друг на друга. Такой датчик имеет только два варианта сигнала: замкнуто, не замкнуто.

Контактным датчиком количества осадков служит челнок с двумя карманами, в которые поочередно стекает вода из приемного ведра. Челнок переваливается с одного бока на другой каждый раз, когда оказывается заполненным очередной карман. Тогда вода из него выливается, а под стоком из приемного ведра оказывается другой карман челнока. Когда он заполнится, челнок перевалится на другой бок и т. д.

Контактное устройство подсчитывает, сколько раз за время между очередными сеансами радиопередач челнок перевалился с боку на бок и соответственно перемещает контактную стрелку.

Последняя во время передачи войдет в контакт с кодовым барабаном на той или иной дорожке в зависимости от количества срабатываний челноков.

Измерители высоты нижней границы облаков применяются в АРМСах различные. Наилучшим решением является, по-видимому, применение светолокатора и прожекторного измерителя с модулированным сигналом. Светолокатор измеряет время прохождения световым импульсом расстояния от локатора до нижней кромки облака и обратно. Излучателем служит импульсная лампа, приемником — фотоэлемент, сигнал которого усиливается резонансным электронным усилителем. Он настроен на частоту прерывания (модуляции) светового потока, благодаря чему отфильтровывается естественный свет, рассеиваемый облаками или поступающий на фотоэлемент в отсутствии облачности.

Прожекторный метод известен давно. Его применяли ранее в темную часть суток. Прожекторный луч, наведенный на облако, образует на нем световое пятно. На это же пятно наводится визир, отстоящий на некотором расстоянии от прожектора. Измеряя угол визирования и зная базу — расстояние между прожектором и визиром, можно определить высоту нижней границы облачности. Чтобы иметь возможность применять прожекторный метод днем, световой луч прерывают (модулируют), как в светолокаторе. Тогда, применяя, как и в светолокаторе, резонансный усилитель, можно выделить световое пятно прожектора на фоне облака, освещенного естественным светом.

При работе прибора либо прожектор, либо приемник совершает колебания в плоскости, в которой находятся они оба. В момент, когда их оптические оси встречаются на нижней кромке облачности, в приемнике образуется сигнал. Измеряется либо угол наклона к горизонту движущейся части прибора (приемника или прожектора) в этот момент, либо время между этим моментом и моментом, когда оптическая ось движущейся части прибора была горизонтальная.

Основное преимущество светолокатора по сравнению с прожекторным измерителем — отсутствие движущейся части прибора. Зато он не может измерять высоту низких облаков, когда время пробега луча становится малым.

Радиотелеметрические системы с частотной модуляцией

Если в системах с амплитудной модуляцией (АМ) процесс модуляции происходит в выходном усилителе радиопередатчика, то системы с частотной модуляцией (ЧМ) устроены таким образом, что модуляция может происходить в самом задающем генераторе, причем воздействие датчика первичного измерительного прибора сводится к изменению собственной частоты колебательного контура, управляющего работой задающего генератора. В результате этого меняется и частота радиопередатчика.

Отклонение частоты от среднего значения, возникающее в результате воздействия первичного измерительного прибора (девиация частоты), в телеметрических системах сравнительно невелико: оно обычно не превышает нескольких процентов.

Основным достоинством ЧМ перед АМ является большая помехоустойчивость. Зато при ЧМ труднее добиться линейности связи между реакцией датчика и девиацией частоты.

В качестве примера радиотелеметрической системы с ЧМ можно привести радиотелебарометр с деформационным чувствительным элементом. Анероидные коробки в такой системе деформируются вслед за изменением давления, в результате чего связанный с ними сердечник, выполненный из ферромагнитного материала, смещается внутри катушки индуктивности. Катушка шунтирует колебательный контур. Поэтому вслед за прогибом анероидных коробок будет меняться индуктивность катушки и контура, а следовательно, и собственная частота, определяющая частоту задающего генератора.

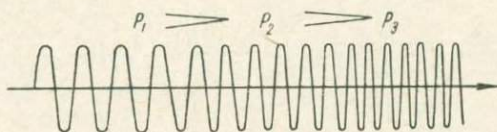


Рис. 8.19. Частотная модуляция сигнала

Характер изменения частоты сигнала в РТС и ЧМ показан на рис. 8.19. При уменьшении давления в атмосфере, окружающей анероидную коробку, собственная частота контура, а следовательно и частота радиосигнала, уменьшается, при увеличении давления — наоборот. Степень изменения частоты на рис. 8.19 для наглядности сильно увеличена.

Для приема частотно-модулированных сигналов могут применяться приемники, в которых ЧМ-сигнал превращается в АМ с глубиной модуляции, пропорциональной девиации частоты.

Для этой цели может применяться, например, колебательный контур, слегка расстроенный относительно резонансной частоты (см. ниже). Тогда изменение частоты сигнала, поданного на контур, будет вызывать при прохождении через контур изменение амплитуды сигнала тем большее, чем больше частота отличается от среднего значения.

Чтобы форма выходного АМ-сигнала была бы минимально искажена за счет искажения, возникающего при прохождении сигнала по эфиру, сигнал, прежде чем подать его на преобразователь модуляции, пропускают через амплитудный ограничитель.

На рис. 8.20 показана блок-схема преобразователя ЧМ в АМ с амплитудным ограничителем. Радиосигнал, поступающий на принимающую сторону, воспринимается избирательным устройством и усиливается усилителем в идеальном случае с сохранением формы сигнала. После прохождения амплитудного ограничителя амплитуда сигнала становится постоянной, при этом «верхушки» кривой, подвергающиеся наибольшему искажению при передаче на расстояние, «срезаются». Теперь меняющейся характеристикой сигнала оказывается только частота, девиация которой определяется реакцией датчика на передающей стороне.

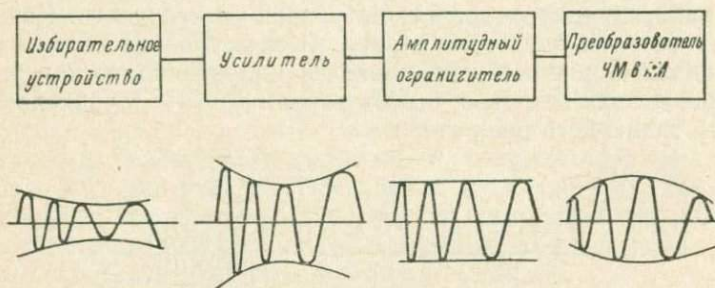


Рис. 8.20. Превращение частотно-модулированного сигнала в амплитудно-модулированный на принимающей стороне

Пройдя ограничитель, сигнал поступает на преобразователь ЧМ в АМ, после прохождения которого амплитуда сигнала оказывается однозначно связанной с девиацией частоты, т. е. с реакцией датчика ПИП на передающей стороне. Если далее сигнал, протестировав, отфильтровать от высокой, несущей частоты, то он может быть зафиксирован обычным электроизмерительным прибором. В качестве окончательного прибора обычно применяют осциллографы (шлейфовые или электронные), непрерывно регистрирующие изменение частоты, являющееся электрическим аналогом величины, которая измеряется первичным измерительным прибором радиотелеметрической системы.

Выше был рассмотрен радиотелебарометр, в котором реакция датчика вызывала непосредственное изменение индуктивности колебательного контура в генераторе радиопередатчика.

Нередко в частотной радиотелеметрии применяют датчики, выходной электрический сигнал которых меняется вслед за изменением измеряемой величины по амплитуде (мосты сопротивлений, ионизационные камеры и т. д.). В таких случаях на передающей стороне РТС применяются промежуточные преобразователи изменения амплитуды сигнала в изменение частоты. Для такого преобразования может применяться так называемая

реактивная лампа, которая позволяет преобразовывать меняющийся по амплитуде сигнал, идущий от датчика, в ЧМ-сигнал.

В схеме, изображенной на рис. 8.21, в качестве реактивной лампы использован триод Λ . Входной, сравнительно медленно меняющийся (низкочастотный), сигнал, идущий от ПИП, подается, как обычно, на управляющую сетку лампы. Анод лампы Λ через разделительный конденсатор C' подключен к колебательному контуру L_1C_1 задающего генератора, благодаря чему через лампу, кроме низкочастотной составляющей сигнала, обязанной своим происхождением воздействию ПИП, проходит его высокочастотная составляющая, обусловленная воздействием на лампу Λ генератора через колебательный контур L_1C_1 , являющийся частью генератора.

Между анодом реактивной лампы и ее сеткой осуществлена реактивная обратная связь через конденсатор C . Ниже будет показано, что для фазосдвигающей цепочки RC должно выполняться условие: активное сопротивление много меньше реактивного сопротивления высокочастотной составляющей сигнала:

$$R \ll \frac{1}{\omega C}, \quad (8.1)$$

где ω — частота высокочастотной составляющей.

Рассмотрим токи и напряжения в реактивной лампе. Высокочастотные составляющие токов и напряжений обозначим следующим образом: напряжение на аноде лампы u_ω , ток через лампу (анодный ток) — I_ω , ток через фазосдвигающую RC -цепочку — i_ω , напряжение на сопротивлении R — через U_ω (подчеркнем еще раз, что речь идет о высокочастотной составляющей тока через сопротивление утечки R , возникающей благодаря упомянутой выше обратной связи). Ток

$$i = \frac{U_\omega}{R}. \quad (8.2)$$

Напряжение U_ω , управляя анодным током лампы, будет создавать высокочастотную составляющую

$$I_\omega = U_\omega S, \quad (8.3)$$

где S — крутизна лампы в рабочей точке ее характеристики.

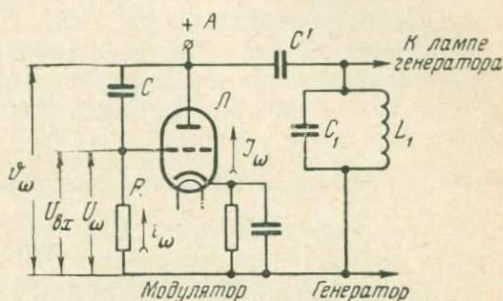


Рис. 8.21. Частотная модуляция сигналов ПИП с помощью реактивной лампы

При отсутствии заметных сеточных токов напряжение

$$v_{\omega} = i_{\omega} \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}. \quad (8.4)$$

Тогда сопротивление высокочастотному сигналу в лампе может быть представлено в виде

$$\begin{aligned} X = \frac{v_{\omega}}{I_{\omega}} &= \frac{i_{\omega} \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}}{U_{\omega} S} = \frac{i_{\omega} \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}}{i_{\omega} R S} = \\ &= \frac{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}}{R S}, \end{aligned} \quad (8.5)$$

или, принимая во внимание соотношение (8.1),

$$X = \frac{1}{\omega S R C}. \quad (8.6)$$

Это сопротивление при условии (8.1) имеет чисто реактивный характер, в данной схеме — емкостной, так как напряжение U_{ω} , а следовательно, i_{ω} и I_{ω} сдвинуты по фазе вперед (благодаря наличию емкостной обратной связи через C) на величину $\frac{\pi}{2}$.

В роли эквивалента емкости в сопротивлении X , как это видно из (8.6), выступает величина SRC , которая стоит множителем перед величиной ω .

Если при отсутствии модулятора генератор имел бы частоту, определяющуюся индуктивностью и емкостью контура $L_1 C_1$,

$$\omega = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}, \quad (8.7)$$

то в схеме, изображенной на рис. 8.21, его частота будет определяться той же индуктивностью L_1 и емкостью контура, составленной из двух параллельных емкостей: C_1 и эквивалентной емкостью реактивной лампы SRC (сопротивлением емкости C_1 пренебрегаем). Таким образом, частота генератора

$$\omega = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 (C_1 + SRC)}}, \quad (8.8)$$

откуда видно, что она будет меняться вслед за изменением управляющего сигнала ПИП $U_{вх}$, если при этом рабочая точка реактивной лампы будет смещаться по криволинейному участку характеристики, вызывая изменение S , а следовательно, и ω . Таким

образом, будет осуществляться частотная модуляция выходного сигнала генератора сигналом ПИП.

Относительное изменение (девиация) частоты

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega} \frac{d\omega}{dU_{\text{вх}}} &= \frac{1}{\omega} \frac{d\omega}{dS} \frac{dS}{dU_{\text{вх}}} = \\ &= \frac{d \ln \omega}{dS} \frac{dS}{dU_{\text{вх}}} = - \frac{1}{2} \frac{1}{\frac{1}{R} \frac{C_1}{C} + S} \frac{dS}{dU_{\text{вх}}}. \end{aligned} \quad (8.9)$$

Последний множитель в (8.9) характеризует кривизну характеристики лампы. Для прямолинейного участка характеристики лампы, на котором обычно работают при использовании ламп в качестве усилителей, модуляции нет, так как

$$\frac{dS}{dU_{\text{вх}}} = 0.$$

Чем больше кривизна рабочего участка характеристики, тем эффективнее модуляция. Рабочую точку выбирают таким образом, чтобы при всех возможных изменениях входного сигнала она оставалась на криволинейном участке.

При таком условии будет иметь место наряду с частотной модуляцией и амплитудная модуляция сигнала генератора, которую следует назвать *паразитной*. Поэтому на какой-то стадии прохождения сигнала (на принимающей стороне) он должен быть ограничен по амплитуде.

Если условие (8.1) не выполняется, то модуляция сигнала по частоте все равно будет иметь место. Однако последующая демодуляция сигнала в таком случае существенно усложнилась бы, одним только ограничением сигнала по амплитуде в таком случае обойтись не удалось бы.

Уравнение (8.9) позволяет оценить степень линейности связи между сигналом ПИП и девиацией частоты. Впрочем, практический интерес представляет оценка степени линейности связи сигнала ПИП и выходного сигнала на принимающей стороне РТС, где частотно-модулированный сигнал вновь преобразуется в амплитудно-модулированный сигнал, причем, как правило, с помощью нелинейности элементов (см. ниже).

Схема, изображенная на рис. 8.21, может употребляться, в частности, в тех случаях, когда ПИП представляет собой мостовую схему, например схему термометра сопротивления. Тогда изменение температуры будет вызывать изменение амплитуды сигнала ПИП, которое преобразовывается в изменение частоты радиосигнала.

Если мост (или другой ПИП) питается постоянным током, то амплитуда выходного сигнала моста, являющаяся электрическим аналогом температуры, однозначно связана со значением частоты

сигнала. Если мост (или другой ПИП) питается генератором (обычно звуковой частоты), то с изменением измеряемой величины однозначно связана девиация частоты радиопередатчика. В таком случае изменение измеряемой величины вызывает изменение амплитуды колебаний рабочей точки на характеристике лампы и соответствующее изменение амплитуды колебаний частоты (девиации).

Разумеется, что частота генератора, питающего ПИП, должна быть значительно больше любой частоты изменения измеряемой величины, подлежащей регистрации, и значительно меньше частоты радиопередатчика.

Схема РТС с частотной модуляцией на реактивной лампе, предназначенная для телеизмерения на УКВ, показана на рис. 8.22.

Мост сопротивления с термочувствительным плечом R питается источником постоянного тока (или генератором звуковой частоты).

Амплитуда сигнала разбаланса является

мерой изменения температуры датчика. Сигнал разбаланса моста поступает на управляющую сетку пентода L , выступающего в роли реактивной лампы, воздействующей на радиопередатчик, собранный на лампе L_1 .

Ее анодной нагрузкой является выходной колебательный LC -контур, шунтированный реактивной лампой L . Шунт должен обладать достаточно большим сопротивлением, чтобы не закорачивать контур.

Именно поэтому в практических схемах в качестве реактивной используются многоэлектродные лампы, характеризующиеся большим внутренним сопротивлением.

Дроссель L_1 разделяет по высокой частоте аноды ламп и анодную батарею, не препятствуя в то же время прохождению постоянного тока. В остальном схема повторяет варианты, рассмотренные выше.

На рис. 8.22 сигнал ПИП непосредственно управляет реактивной лампой, поэтому ПИП может питаться либо постоянным током, либо током звуковой частоты. В последнем случае звуковую частоту следует рассматривать как поднесущую. В соответствии со сказанным выше в этом случае сигнал, управляющий

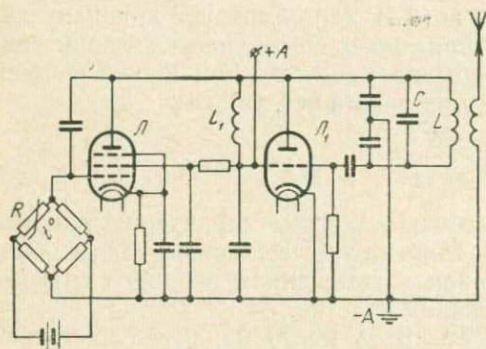


Рис. 8.22. Схема с частотной модуляцией на реактивной лампе, предназначенная для телеизмерения на УКВ

реактивной лампой, будет представлять собой сигнал генератора, питающего ПИП, модулированного по амплитуде в результате изменения измеряемой величины.

На рис. 8.23 представлена другая схема, где сигнал ПИП предварительно усиливается несколькими каскадами и только потом поступает на реактивную лампу. В таком случае питание ПИП постоянным током исключается, так как это повлекло бы за собой необходимость применения многокаскадных усилителей постоянного тока (см. § 7.6).

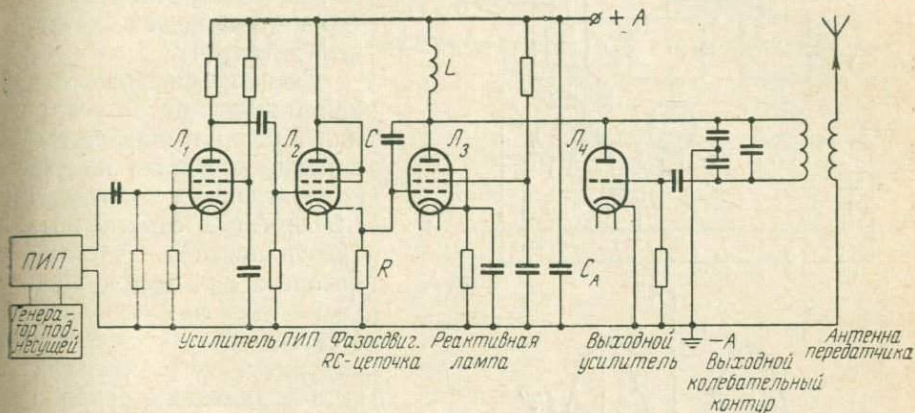


Рис. 8.23. Передающая сторона РТС с ЧМ с предварительным усилением сигнала ПИП

Первый каскад усиления собран на пентоде L_1 по стандартной схеме (см. рис. 1.15). На рис. 8.23 показан один каскад, в практической схеме их может быть два идентичных, иногда больше. Второй каскад, собранный на лампе L_2 , используется как катодный повторитель. В данном случае это сделано с той целью, чтобы иметь возможность для реактивной лампы L_3 создать фазосдвигающую RC -цепочку, такую как на рис. 8.21, притом с достаточно малым активным сопротивлением утечки сетки.

Второй особенностью этого каскада является включение пентода по схеме триода.

При таком включении внутреннее сопротивление лампы резко уменьшается, что позволяет получить большой ток, правда, за счет снижения общего коэффициента усиления сигнала по напряжению. Такая схема нередко используется в измерительных усилителях, если для управления последующим каскадом (в данной схеме — модулятором на реактивной лампе) требуется значительная сила тока.

В остальной схеме 8.23 повторяет предыдущую. Анодной нагрузкой реактивной лампы L_3 служит дроссель L . Он позволяет

подать анодное напряжение источника питания целиком на анод выходной лампы радиопередатчика L_4 , препятствуя в то же время прохождению высокочастотного сигнала на источник анодного питания. Как и во многих предыдущих схемах, анодная батарея по высокой частоте емкостью C_A замкнута на корпус.

Для приема и регистрации ЧМ-сигналов могут применяться

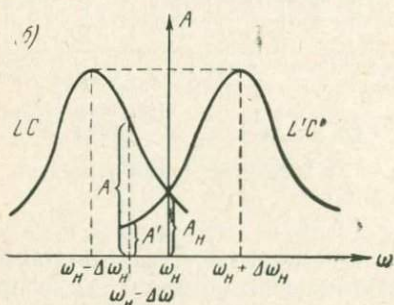
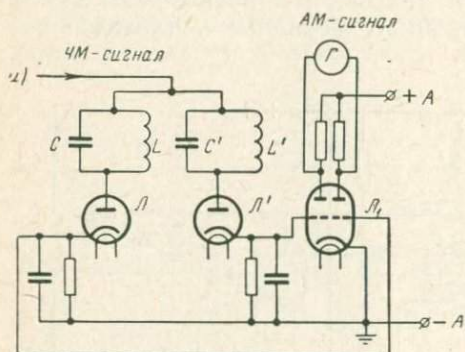


Рис. 8.24. Преобразование ЧМ в АМ на расстроенных контурах:

а — схема преобразователя; б — зависимость амплитуды сигнала от частоты

различные приемы. На рис. 8.24, а показана схема преобразования ЧМ в АМ на расстроенных контурах (балансный частотный детектор).

Сигнал, воспринятый приемником, после усиления и ограничения по амплитуде поступает на два колебательных контура: LC и $L'C'$, собственные (резонансные) частоты которых $\omega_H + \Delta\omega_H$ и $\omega_H - \Delta\omega_H$, где ω_H — несущая частота при отсутствии модулирующего сигнала на передающей стороне, а $\Delta\omega_H$ — некоторое фиксированное отклонение от нее.

Проходя через диоды L и L' , ЧМ-сигналы приобретают одинаковую полярность и поступают на сетки усилителя постоянного тока, собранного на двойном триоде L_1 .

Оконечный электроизмерительный прибор Γ (обычно шлейфовый осциллограф) фиксирует разность анодных токов левой и правой половины лампы L_1 .

Предположим сначала, что сигнал на передающей стороне не модулируется и поступает на принимающей стороне на диоды L и L' , имея частоту ω_H . Обратимся к рис. 8.24, б, на котором даны для контуров LC и $L'C'$ зависимости амплитуд сигналов от частот. Из рисунка видно, что при отсутствии модуляции амплитуды сигналов на сетках лампы L_1 будут одинаковыми и равными A_H . Соответственно разность анодных токов в лампе L_1 будет равна нулю, и указатель электроизмерительного прибора Γ будет находиться в среднем, нулевом положении.

Предположим теперь, что в результате несущего сигнала его частота изменилась и оказалась равной $\omega = \omega_n - \Delta\omega$. Тогда сигнал контура LC будет иметь амплитуду A , а сигнал контура $L'C'$ — меньшую амплитуду A' . Неравенство амплитуд сигналов на сетках лампы Λ_1 вызовет соответствующее неравенство анодных токов, что будет зафиксировано окончательным прибором Γ . Чем больше отличается ω от ω_n (в пределах $\omega_n \pm \Delta\omega_n$), тем больше разность между амплитудами сигналов на сетках лампы усилителя постоянного тока и тем больше отклонение указателя окончательного прибора. Легко понять, что изменение знака $\Delta\omega$ будет вызывать изменение направления тока в окончательном приборе.

Так как усилитель постоянного тока собран по мостовой (балансной) схеме, то небольшие колебания анодного напряжения практически не сказываются на результатах измерений.

На рис. 8.25 показана принципиальная электрическая схема принимающей стороны РТС с ЧМ с преобразо-

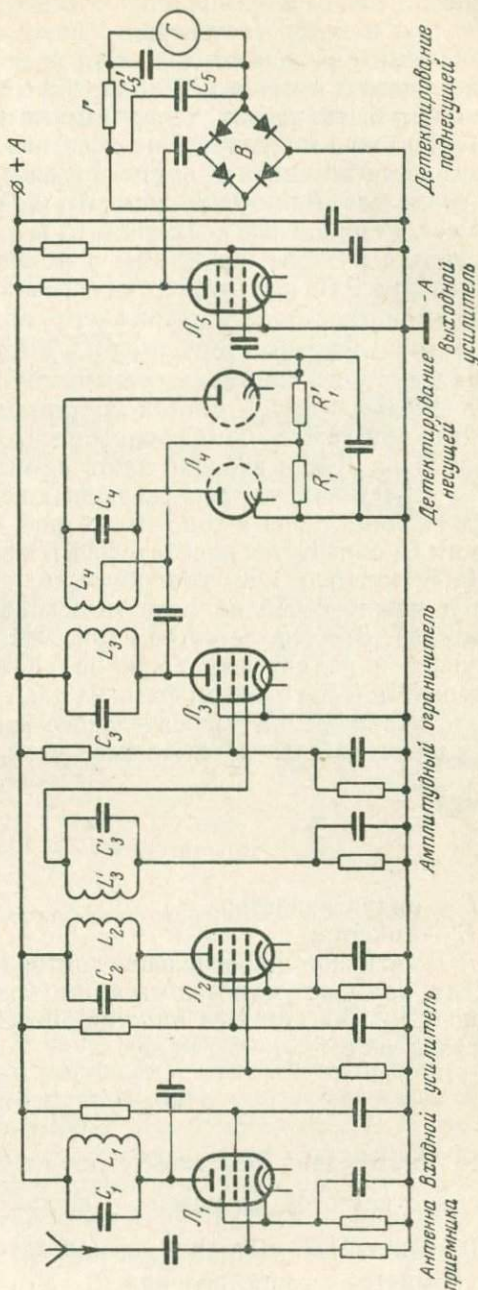


Рис. 8.25. Принимающая сторона РТС с ЧМ с преобразованием ЧМ в АМ

ванием ЧМ в АМ в несколько другом варианте.

Здесь используется принцип рассмотренного в § 1.9 фазового детектора, в котором теперь, однако, меняющейся величиной, управляющей выходным сигналом, является не фаза и не амплитуда, а частота входного сигнала, в связи с чем в таком варианте он может быть назван частотным детектором (дискриминатором). Частотно-модулированный сигнал, идущий из эфира, воспринимается антенной и поступает на двухкаскадный резонансный усилитель. Включение ламп L_1 , L_2 каких-либо особенностей не имеет. Резонансные контуры L_1C_1 и L_2C_2 , так же как и остальные контуры схемы, настроены в резонанс с несущей частотой передатчика РТС при отсутствии сигнала ПИП.

Со второго каскада усиления через индуктивно связанные друг с другом резонансные контуры L_2C_2 и L_3C_3 сигнал переходит на амплитудный ограничитель, собранный на лампе L_3 .

С анода лампы L_3 сигнал поступает на диодный частотный детектор (на лампе L_4). Сравним этот детектор с изображенным на рис. 1.30. Левая входная часть детектора (рис. 1.30) эквивалентна системе индуктивно связанных контуров L_3C_3 и L_4C_4 (рис. 8.25). Разница лишь в том, что на рис. 8.25 благодаря наличию емкости C_4 образуется колебательный контур.

На схему (рис. 1.30) поступают два сигнала, которые сравниваются между собой по фазе (в основном варианте частотного детектора). В схеме детектора (рис. 8.25) один и тот же сигнал поступает и на катушку L_4 , и на диагональ детектора (через конденсатор C_3 со сдвигом фазы на $\pi/2$).

При прохождении колебательного контура сигнал с частотой ω , как известно, сдвигается по фазе на величину

$$\varphi_4 = \arctg \frac{\omega L_4 - \frac{1}{\omega C_4}}{R},$$

где L — индуктивность;

C — емкость;

R — активное сопротивление контура.

Если, как уже указывалось выше, контур L_4C_4 настроен в резонанс с ω_n — частотой сигнала при отсутствии сигнала ПИП, то при такой частоте $\varphi_4 = 0$, так как

$$\omega_n L_4 = \frac{1}{\omega_n C_4}.$$

Но тогда сдвиг фаз между двумя сравниваемыми частями сигнала с частотой ω_n равен $\frac{\pi}{2}$ и, как показывает уравнение (1.40) и рис. 1.32, выходной сигнал детектора, который на рис. 8.25 снимается с сопротивления $R_1 - R'_1$, окажется равным нулю.

Девияция частоты ЧМ-сигнала вызывает сдвиг фазы на контуре L_4C_4 , соответственно создается разность фаз упомянутых выше двух частей сигнала и, как следствие, появляется выходной сигнал детектора в соответствии с уравнением (1.40). Изменение знака девиации частоты ЧМ-сигнала вызывает изменение знака разности фаз и соответственно знака выходного сигнала детектора. Чтобы величина выходного АМ-сигнала детектора была однозначно связана с разностью фаз, необходимо, как было показано в § 1.9, равенство амплитуд сравниваемых сигналов.

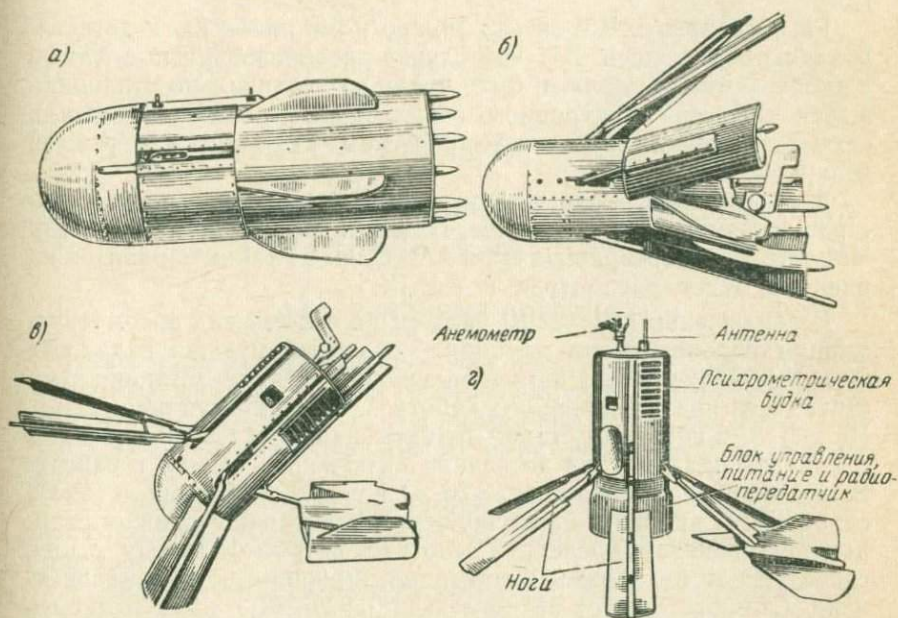


Рис. 8.26. Автоматическая сбрасываемая метеостанция

Между тем при прохождении контура L_4C_4 ЧМ-сигнал меняется не только по фазе, но и по амплитуде. Прохождение сигнала через емкость C_3 также вызывает изменение его амплитуды. Но так как девиация частоты происходит в незначительных пределах, не превышающих малых долей процента, то упомянутые искажения практически не меняются вслед за изменением частоты сигнала и могут быть скомпенсированы за счет соответствующей разности сопротивлений R_1 и R_1' . Выходной сигнал детектора с сопротивления $R_1—R_1'$ поступает на выходной усилитель на лампе L_5 .

Так как неотфильтрованная до этого момента поднесущая частота обеспечивает изменение знака сигнала, то может применяться усилитель переменного тока.

После прохождения выходного усилителя сигнал детектируется двухполупериодным полупроводниковым выпрямителем B , при этом поднесущая частота подавляется RC -фильтром, собранным на емкостях C_5 и C_5' и сопротивлении r . Отфильтрованный от поднесущей частоты сигнал регистрируется оконечным прибором, в качестве которого обычно используется шлейфовый осциллограф.

Регистрировать ЧМ-сигнал можно и не прибегая к детектированию поднесущей. В таком случае преобразованный в АМ он с анода лампы L_5 должен быть подан на вертикально отклоняющиеся пластины электронного осциллографа. Тогда амплитуда сигнала на экране будет электрическим аналогом измеряемой величины.

Фотографируя экран, можно осуществить непрерывную регистрацию измеряемой величины. Наконец, можно регистрировать ЧМ-сигнал, не превращая его в АМ. Один из таких вариантов в биениях будет рассмотрен в гл. IX.

В заключении параграфа укажем на особый вид автоматической метеорологической станции — сбрасываемую на парашюте станцию, получившую наименование «Кузнечик». Станция рассчитана на кратковременную работу в труднодоступных местах. На рис. 8.26 показаны стадии срабатывания механизмов станции с момента приземления до начала включения станции в работу. В момент приземления (рис. 8.26, *a*) в результате удара о землю срабатывает пиропатрон, рвущий стропу, которая соединяет станцию с парашютом, последний относится ветром в сторону. Далее срабатывают механизмы шести опор, имеющих острые наконечники. Станция «встает на ноги» (рис. 8.26, *б*, *в* и *г*), втыкаясь наконечниками в землю. После этого включается управляющий блок, который периодически в заранее заданные сроки включает электрические схемы ПИП и радиопередатчика. Измеряются температура и влажность воздуха, давление, ветер. Питается станция аккумуляторами, срок работы которых зависит от того, сколько раз в сутки включается станция. Станция может включаться также по вызову — кодированному радиосигналу.

Глава IX

ИЗМЕРЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННЫХ СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ (ИСЗ)

§ 9.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

Измерения, выполняющиеся при исследовании атмосферы с применением геофизических ИСЗ, являются частным случаем дистанционных измерений. К ним примыкают, в первую очередь по условиям работы приборов, ракетные методы исследования атмосферы.

В соответствии с терминологией гл. VIII спутник или ракета являются передающей стороной, а наземная станция — принимающей.

Ракеты и спутники используются для доставки приборов на большие высоты. Измерения локальных аэрофизических характеристик на высотах интересны сами по себе. Однако больший интерес представляет применение спутников и ракет в связи с возможностью осуществления измерений, характеризующих атмосферные процессы большого масштаба, и измерений спектрального состава солнечной радиации, не искаженной прохождением через всю толщу атмосферы.

Приборы, поднятые ракетой, позволяют «окинуть взором» пространства, соизмеримые по размерам с планетой, а при прохождении атмосферы по вертикали — измерить вертикальные профили аэрофизических величин. Приборы, установленные на спутниках, позволяют вести непрерывные наблюдения за атмосферными процессами планетарного масштаба.

Среди геофизических спутников принято особо выделять так называемые погодные спутники, предназначенные главным образом для наблюдения за земной поверхностью и нижним деятель-

ным слоем атмосферы, в котором разыгрываются основные метеорологические процессы и формируется погода у поверхности Земли.

Диапазон длин волн, на которых возможна регулярная связь со спутниками, ограничен как со стороны длинных волн, так и со стороны очень коротких.

Длинные и средние волны нельзя применять, так как для них ионосфера является преградой, «прозрачность» которой тем меньше, чем больше длина волны, а спутник обычно находится выше ионосферы.

Со стороны очень коротких длин волн ограничение связано с сильным поглощением электромагнитной энергии облаками, осадками, а также воздухом. Поглощение тем сильнее, чем короче длина волны. Поэтому связь со спутниками на волнах сантиметрового диапазона и более коротких возможна только при безоблачном небе.

В связи с этим практически используются в основном волны метрового и дециметрового диапазонов, которые и ионосферу проходят практически беспрепятственно и облаками или осадками не задерживаются. Однако такие волны не огибают препятствий и могут быть использованы только в случае прямой взаимной видимости передающей и принимающей станций, что, естественно, затрудняет организацию связи со спутниками. Международным соглашением 1963 г. для космических исследований выделен ряд участков спектра в широком диапазоне частот от 15,762 Мгц (19,033 м) до 35,200 Мгц (0,852 см). Однако для космической телеметрии тем же соглашением рекомендованы участки в значительно более узком диапазоне: от 136 Мгц (2,206 м) до 2300 Мгц (13,04 см). Метеорологическим спутникам отведены участки в диапазоне от 137 Мгц (2,19 м) до 1790 Мгц (16,75 см).

В будущем геофизические спутники, ракеты, наземные автоматические геофизические станции будут связаны в единую сеть. Важную роль в создании такой сети должны сыграть спутники-ретрансляторы, которые позволяют в любой момент времени обмениваться информацией и взаимно корректировать программы работы спутников, ракет, наземных станций как измерительных, так и анализирующих. Пока еще не подготовлено создание такой сети: не отработаны ее отдельные звенья, недостаточен опыт осуществления международной программы использования космоса для географических исследований, не создана всемирная система связи.

Существует много проектов систем всемирной связи, среди которых имеются, в частности, проекты, не использующие радиосвязи. Так, например, разрабатываются проекты возврата к световой сигнализации, разумеется, на новом техническом уровне, имеются в виду квантовые генераторы оптического диапазона (лазеры) и инфракрасного (мазеры). Лазеры используются как

для передачи информации, так и для измерения расстояний. Первые опыты в этом направлении оказались успешными. Послав к спутнику с помощью лазера импульсный оптический сигнал и приняв отраженный от спутника сигнал, удалось измерить расстояние до него с погрешностью всего лишь в несколько дециметров. Еще успешнее прошли первые опыты по передаче информации с помощью лазеров, но пока лишь в приземных условиях.

В ближайшем будущем всемирная связь будет осуществляться, по-видимому, с помощью радиосредств на волнах указанного выше диапазона частот с использованием пассивных и активных спутников-ретрансляторов.

В первом случае ИСЗ представляет собой металлизированный шар диаметром в несколько десятков метров, на который направляется излучение передающей станции. Тогда шар становится источником вторичного излучения, которое может быть принято в любой точке прямой видимости этого шара — пассивного ретранслятора.

В § 9.3 будет показано, что спутник на высоте 35870 км, запущенный по экваториальной орбите по направлению вращения Земли, оказывается относительно ее неподвижным; спутники на меньших высотах непрерывно движутся вокруг Земли, притом тем быстрее, чем ниже расположены их орбиты.

Если считать, что первичный источник информации и принимающая система находятся примерно на равных расстояниях от ретранслятора, то при таком условии необходимая мощность излучателя окажется прямо пропорциональной четвертой степени расстояния между излучателем и ретранслятором. Если использовать неподвижный относительно земли спутник, обеспечивающий постоянную связь на больших расстояниях, то при пассивной ретрансляции потребуется очень большая мощность передатчика. Если же применять спутники на меньших высотах, то в связи со снижением высоты спутников для обеспечения бесперебойной связи потребуется большее число спутников.

В этом отношении более выгоден метод активной ретрансляции, когда на спутнике устанавливается ретрансляционный приемо-передатчик, как при обычной радиорелейной связи. В таком случае требуется значительно меньшая мощность радиопередатчика; с увеличением дальности передачи она растет прямо пропорционально второй степени дальности и тогда вариант с неподвижными ретрансляторами становится принципиально реальным. По-видимому, неподвижный спутник будет одновременно и геофизическим и ретрансляционным. Примером пассивных спутников-ретрансляторов могут служить спутники серии «Эхо». Активными ретрансляторами являются спутники серии «Молния».

Пока нет системы всемирной связи, на геофизических спутниках применяются запоминающие устройства, накапливающие информацию и подготавливающие ее для передачи на наземные

станции, когда спутник окажется в зоне прямой радиосвязи с наземными станциями. В геофизических спутниках будущего блоки памяти будут выполнять, очевидно, другую роль. Они будут использоваться для временного хранения информации с целью частичного анализа результатов измерений на борту спутников. Это позволит резко сократить объем передаваемой информации при одновременном увеличении ее значимости.

На рис. 9.1 дан вариант зарубежной системы наблюдения за атмосферой с запоминанием информации на борту спутников и периодической передаче информации на Землю. Здесь подразумевается система низкорасположенных движущихся спутников, непрерывно наблюдающих и запоминающих, но передающих информацию на Землю только по команде с наземной региональной командно-информационной станции, в зоне связи с которой оказывается спутник.

Информация с этих станций поступает в национальную командно-информационную станцию, где обрабатывается и используется при анализе и прогнозе. Она же поступает для контроля и корректировки программ измерений на спутнике. Подкорректированная программа передается на одну из станций, которая при очередном сеансе связи со спутником передает ему коррективы программы. Для корректировки программ необходимо иметь сведения об изменении траекторий спутников. С этой целью ведутся непрерывные наблюдения за траекториями.

Местные станции анализа и прогноза принимают только результаты наблюдения за облачностью как наиболее важной локальной характеристикой атмосферы. Несколько большая программа приема информации у региональных станций анализа и прогноза. (В другом варианте региональные станции командно-информационные и анализа и прогноза объединены вместе.) Обработанный материал используется для анализа и прогноза метеорологических и иных явлений: при составлении местных и региональных прогнозов с масштабе страны (национальный прогноз) и в планетарном масштабе. Этот же материал передается в архив для дальнейшего использования. Наконец, результаты анализа нужны для уточнения программы наблюдений спутников.

На рис. 9.2 показан один из проектов всемирной системы наблюдения за атмосферой, включающей в себя неподвижные и подвижные спутники, ракеты и наземные автоматические станции. По этому проекту неподвижные геофизические спутники одновременно являются ретрансляторами системы всемирной связи, позволяющими обмениваться информацией, в частности геофизической, и передавать команды геофизическим спутникам, где бы они ни находились. Центральная командно-информационная станция принимает информацию от одного из неподвижных спутников, а тот в свою очередь — от всех остальных, неподвижных. Информация от подвижных спутников может передаваться через

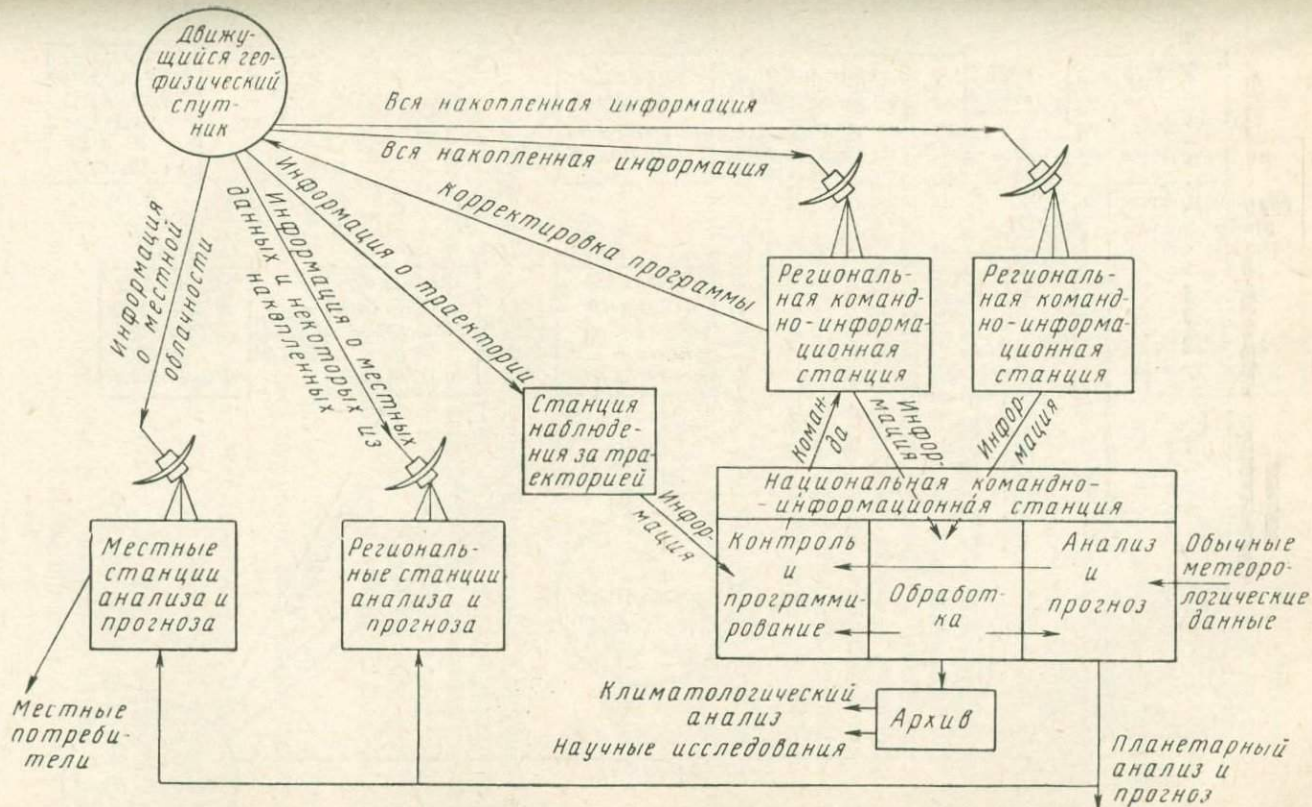


Рис. 9.1. Национальная система наблюдений за атмосферой с периодическим приемом информации

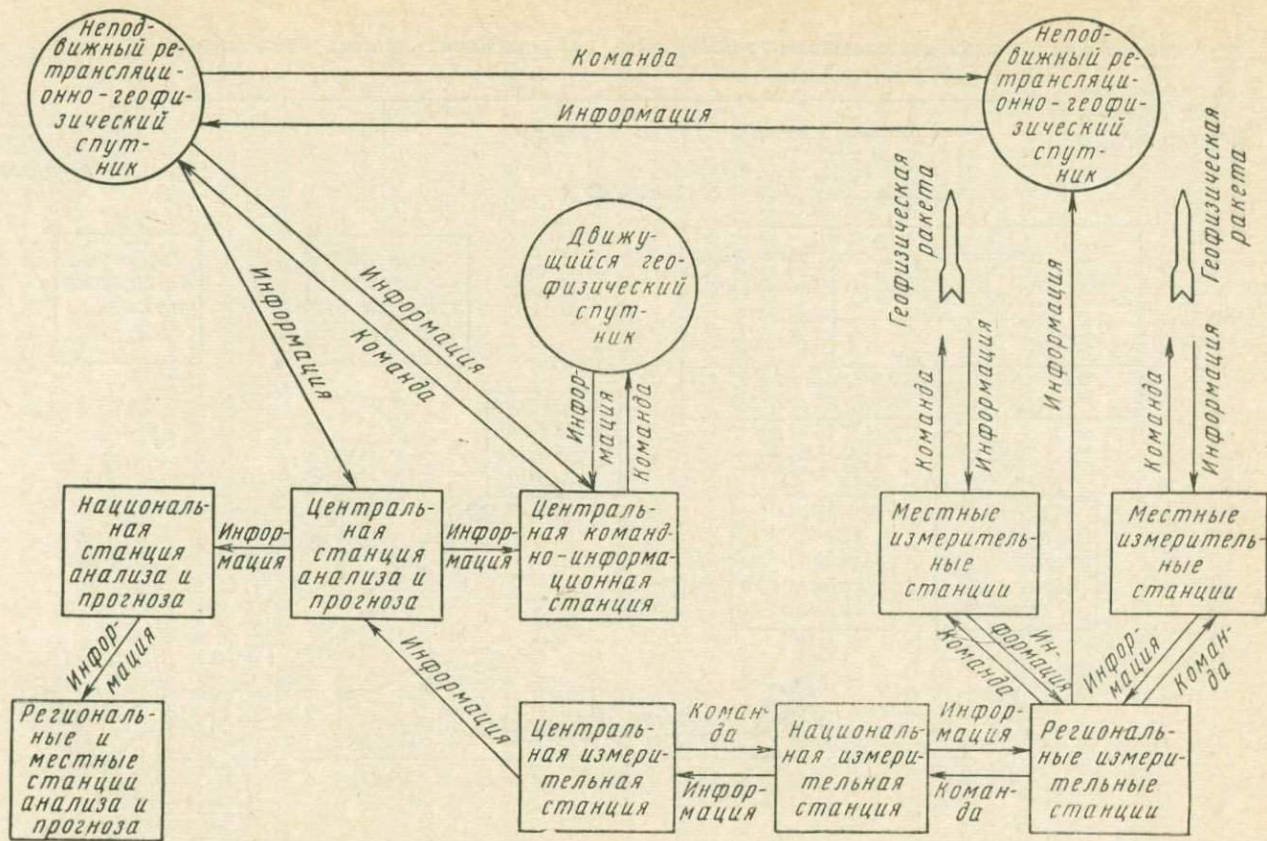


Рис. 9.2. Всемирная система наблюдения за атмосферой с непрерывным приемом информации

них же, а может и непосредственно поступать на центральную командно-информационную станцию (если спутники полюсные — см. § 9. 3).

Местные измерительные станции получают информацию не только от спутников, но также от ракет, наземных радиолокаторов и наземных автоматических метеорологических станций. Через региональные и национальные измерительные станции они передают результаты измерений на центральную станцию либо по наземным линиям связи, либо при помощи спутников-ретрансляторов. Полученная центральной измерительной станцией информация передается на центральную станцию анализа и прогноза.

Итоги анализа результатов наблюдений, полученные на центральной станции, используются затем для уточнения программ работ всех средств наблюдения: спутников, ракет, наземных станций. Команды корректировки программ или получения дополнительных либо внеурочных сведений передаются по тем же каналам в обратном направлении. Обработка и необходимый анализ результатов измерений выполняются в той или иной мере во всех звеньях системы.

В последнее время появились проекты пилотируемых спутников, на борту которых находится дежурный наблюдатель за погодой.

§ 9.2. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ ДВИЖЕНИИ ПРИБОРОВ С БОЛЬШИМИ СКОРОСТЯМИ И НА БОЛЬШИХ ВЫСОТАХ

При выборе методов измерений, параметров приборов и интерпретации результатов измерений в предыдущих главах использовались классические законы газовой динамики сплошной среды. Однако на больших высотах их использование связано с рядом ограничений, а при некоторых условиях они становятся принципиально неприменимыми. Рассмотрим причины, вызывающие эти ограничения.

Укажем прежде всего на то, что с высотой резко уменьшается плотность воздуха и соответственно возрастает длина свободного пробега молекул.

В табл. 9.1 даны принятые за стандартные основные параметры воздуха на различных высотах, на рис. 9.3 показаны три из них.

При расчетах, связанных с движением тел в газах, степень разреженности газов принято характеризовать безразмерным числом Кнудсена Kn , равным отношению средней длины пробега молекул l к характерному размеру L . Под последним в зависимости от того, какая решается задача, следует понимать либо размер тела, движущегося в газе, либо, наконец, толщину слоя скач-

Основные параметры воздуха на различных высотах
(стандартная атмосфера ARDC — 1959)

Высота <i>z</i> , км	Ускорение силы тяжести <i>g</i> , м/сек ²	Давление <i>p</i> , мбар	Темпера- тура <i>T</i> ⁰ , К	Скорость звука <i>c</i> , м/сек	Плотность <i>ρ</i> , кг/м ³	Моле- куляр- ный вес <i>M</i>	Концентрация частиц <i>n</i> , м ⁻³	Средняя длина свободного пробега <i>l</i> , м	Кинематичес- кая вязкость <i>ν</i> , м ² /сек	Теплопровод- ность <i>k/c_v</i> кгм/сек
0	9,8067	$1,01325 \cdot 10^3$	288,16	340,29	1,2250	28,966	$2,5476 \cdot 10^{25}$	$6,6317 \cdot 10^{-8}$	$1,525 \cdot 10^{-5}$	$1,243 \cdot 10^{-7}$
5	9,7912	$5,4048 \cdot 10^2$	255,69	320,54	$7,3643 \cdot 10^{-1}$	28,966	$1,5315 \cdot 10^{25}$	$1,1032 \cdot 10^{-7}$	$2,383 \cdot 10^{-5}$	$1,171 \cdot 10^{-7}$
50	9,6542	$8,7858 \cdot 10^{-1}$	282,66	337,03	$1,0829 \cdot 10^{-3}$	28,966	$2,2519 \cdot 10^{22}$	$7,5023 \cdot 10^{-5}$	$1,705 \cdot 10^{-2}$	$1,231 \cdot 10^{-7}$
100	9,505	$2,138 \cdot 10^{-4}$	199,0	—	$3,734 \cdot 10^{-7}$	28,90	$7,783 \cdot 10^{18}$	$2,171 \cdot 10^{-1}$	$4,138 \cdot 10^1$	$1,029 \cdot 10^{-7}$
200	9,217	$1,629 \cdot 10^{-6}$	1404	—	$3,673 \cdot 10^{-10}$	26,32	$8,406 \cdot 10^{15}$	$2,010 \cdot 10^2$	$1,068 \cdot 10^5$	$2,065 \cdot 10^{-7}$
400	8,680	$5,661 \cdot 10^{-8}$	1480	—	$8,994 \cdot 10^{-12}$	19,56	$2,770 \cdot 10^{14}$	$6,098 \cdot 10^3$	$3,842 \cdot 10^6$	$2,300 \cdot 10^{-7}$
700	7,957	$2,037 \cdot 10^{-9}$	1812	—	$2,302 \cdot 10^{-13}$	17,03	$8,143 \cdot 10^{12}$	$2,075 \cdot 10^5$	$1,560 \cdot 10^8$	$2,396 \cdot 10^{-7}$

Примечание. Величина ν рассчитывалась по формуле (9.6), величина k/c_v — по формуле (9.7), остальные величины — из таблиц стандартной атмосферы (см. список литературы).

ка плотности перед движущимся телом (если, разумеется, параметры движения таковы, что пограничный слой или скачок плотности образуются). Число Кнудсена

$$\text{Kn} = \frac{l}{L} \quad (9.1)$$

формально можно выразить через числа Рейнольдса:

$$\text{Re} = \frac{LV}{\nu} \quad (9.2)$$

и Маха:

$$\text{Ma} = \frac{V}{C_{\text{зв}}}, \quad (9.3)$$

где V — скорость движения тела в газе;
 ν — коэффициент кинематической вязкости газа;
 $C_{\text{зв}}$ — скорость звука (см. § 2.5)

$$C_{\text{зв}} = \sqrt{\gamma \frac{kNT}{M}} \quad (9.4)$$

Напишем еще три формулы молекулярной физики, которые потребуются далее:

$$V_{\mu}^{\text{ст}} = \sqrt{\frac{8kNT}{\pi\mu}}, \quad (9.5)$$

$$\nu = \frac{1}{2} lV_{\mu}, \quad (9.6)$$

$$k = \frac{1}{3} V_{\mu} l \rho c_v, \quad (9.7)$$

где V_{μ} — средняя скорость теплового движения молекул с молекулярным весом μ ;

ν — коэффициент кинематической вязкости газа;

k — коэффициент теплопроводности газа;

c_v — удельная теплоемкость при постоянном объеме, остальные обозначения как в § 2.5.

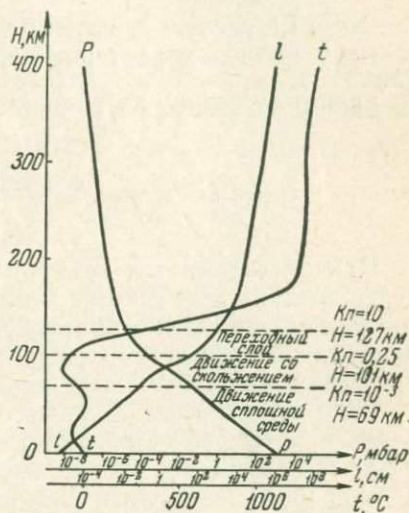


Рис. 9.3. Распределение с высотой давления, температуры, длины свободного пробега и границ различных форм движения (стандартная атмосфера)

Подставив (9.4) в (9.3), а (9.5) в (9.2), получим

$$\frac{Ma}{Re} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{8}{\pi \gamma}} \cdot \frac{l}{L} = \sqrt{\frac{2}{\pi \gamma}} \cdot Kn$$

или

$$Kn = 1,26 \sqrt{\gamma} \cdot \frac{Ma}{Re}, \quad (9.8)$$

где Kn и Re рассчитываются по одному и тому же характерному размеру. Если за характерный размер в (9.1) при больших числах Re принять толщину пограничного слоя $\delta \approx \frac{L}{\sqrt{Re}}$, то

$$Kn \approx \frac{Ma}{\sqrt{Re}}. \quad (9.9)$$

При обтекании тел воздухом обычной («приземной») плотности воздух ведет себя как сплошная среда, так как длина свободного пробега молекул пренебрежимо мала по сравнению с любыми линейными размерами, которые могут рассматриваться при расчете обтекания тел воздушным потоком.

Если тело оказывается высоко над землей в разреженных слоях атмосферы, то характер обтекания меняется. Из табл. 9.1 и рис. 9.3 видно, что уже на высотах около 100 км длина свободного пробега молекул, из которых состоит воздух, становится соизмеримой с размерами приборов и их носителей (ракет, спутников), а также пространств, к которым относятся результаты измерений. Молекулы на таких высотах сталкиваются с прибором не реже, чем друг с другом. Отражаясь от тела, частицы сталкиваются друг с другом в среднем достаточно далеко от тела; это приводит к тому, что движение тел в сильно разреженном воздухе не вызывает появления макроскопических изменений воздуха вблизи тела, т. е. не сопровождается образованием пограничного слоя или скачков уплотнения. Приборы оказываются как бы «один на один» с отдельными частицами воздуха (молекулами, атомами, ионами, электронами).

Установлено, что законы классической аэродинамики, написанные для газовых потоков как для сплошной среды, полностью применимы для чисел $Kn \leq 10^{-3}$. Наиболее характерной чертой движения при таких условиях является полное торможение потока у поверхности тела: к поверхности примыкает пограничный слой газа, в котором скорость газа относительно тела монотонно возрастает от нуля до значения, характерного для пространства, где искажающее влияние тела на поток пренебрежимо мало. При больших значениях числа Kn заметная часть газовых молекул начинает скользить вдоль поверхности тела. Это так называемый

режим движения «со скольжением», он характеризуется числами Кнудсена в диапазоне от 10^{-3} до 0,25.

При $Kn \gg 10$ режим движения называют *свободно-молекулярным*. Тело участвует во взаимодействии с молекулами «на равных правах» с ними.

При $0,25 < Kn < 10$ режим движения переходный (от скольжения к свободно-молекулярному).

На рис. 9.3 показаны границы перехода от одного вида движения к другому по числам Кнудсена при характерном размере тела l м и принятым выше границам перехода от одного типа движения к другому.

Следует заметить, что ряд исследователей заменяют граничное условие перехода к свободно-молекулярному движению ($Kn=10$) другим: либо $Kn \geq 2$, либо $\frac{Ma}{Re} = 3$. В качестве критерия перехода к течению сплошной среды нередко используется не критерий $Kn \leq 10^{-3}$, а другой — $\frac{Ma}{\sqrt{Re}} \leq 10^{-2}$.

Пока скорости движения тела малы, число Кнудсена достаточно для определения зависимости характера движения тела от разрежения. Однако при больших скоростях движения состояние пограничного слоя оказывается зависящим не только от числа Kn , но и от скорости движения. В качестве характеристики скорости обычно используют либо число Маха, либо число s , равное отношению скорости движения к средней скорости теплового движения атомов и молекул, из которых состоит газ. Последняя рассчитывается по формуле (9.5). Результат расчета дан в

Таблица 9.2

Средняя скорость теплового движения различных частиц (км/сек)

Частица и ее молекулярный вес	$T^{\circ} K$		
	200	500	1000
Атом азота (вес 14)	0,55	0,87	1,23
Атом водорода (вес 1)	2,05	3,24	4,59
Атом кислорода (вес 16)	0,51	0,81	1,15
Молекула «воздуха» (вес 29)	0,38	0,60	0,85
«Электрон» $\left(\text{вес} \frac{1}{1836}\right)$	88,0	139,0	196,5

табл. 9.2, которая показывает, что скорости теплового движения молекул воздуха велики по сравнению с обычными приземными скоростями, больше звуковых, сравнимы с космическими или существенно меньше их (о космических скоростях см. ниже).

В приземных условиях состояние воздуха на границе с телом зависит в основном от скорости движения, точнее от числа Re

(ламинарный или турбулентный пограничный слой, образуется или нет ударная волна — скачок плотности в пограничном слое). По мере подъема движущегося тела вверх в более разреженные слои атмосферы переход одного вида пограничного слоя в другой происходит вслед за изменением числа Кн. В качестве иллюстрации на рис. 9.4 показана схема преобразования пограничного слоя около тела, движущегося с сверхзвуковой скоростью. Если в плотном воздухе впереди летящего тела образуются ударная волна (рис. 9.4, а) и тонкий прилегающий к телу пограничный слой, то при разрежении толщина пограничного слоя увеличивается, а ударная волна ослабевает (вырождается) (рис. 9.4, б). При

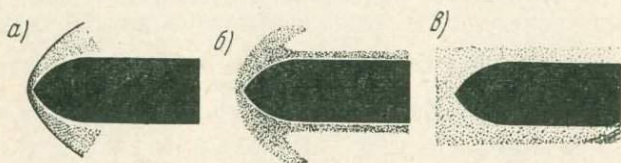


Рис. 9.4. Обтекание тела воздухом различной плотности при небольшой сверхзвуковой скорости:

а — приземный слой воздуха — движение сплошной среды; б — высота около 100 км — движение со скольжением; в — высота более 200 км — свободно-молекулярное движение

достаточно сильном разрежении молекулы воздуха взаимодействуют с телом каждая сама по себе, коллективного пограничного слоя они не образуют (рис. 9.4, в).

При расчете теплообмена тел (приборов или спутников в целом) со средой при больших скоростях на больших высотах возникает ряд новых моментов. Рассмотрим их последовательно.

Остановимся прежде всего на связи между разрежением и коэффициентом восстановления. В § 2.1 рассматривался коэффициент восстановления для воздуха обычной плотности, характерной для приземных условий. При любых скоростях движения термометра он оставался меньше единицы. Это означало, в частности, для термометров, что их температура всегда оказывалась ниже температуры торможения. Положение существенно меняется при переходе к большим разрежениям воздуха.

На рис. 9.5 для сверхзвуковой скорости обтекания дан типовый график зависимости от числа Кнудсена коэффициента восстановления (в теории разреженных газов для него часто используют другое название — тепловой пристеночный коэффициент). На рис. 9.5 показаны результаты опытов с цилиндрами, поставленными поперек потока. Для тел другой формы зависимости аналогичны. Рисунок показывает, что в области свободно-молекулярного движения температура термометра оказывается выше температуры торможения, рассчитанной, как обычно, по среднеквадратичной скорости движения молекул воздуха.

Для объяснения этого явления необходимо рассмотреть табл. 9.2, в которой даны средние скорости теплового движения частиц, входящих в состав воздуха. Из таблицы видно, что средняя тепловая скорость движения атомов и молекул воздуха оказывается по порядку величин околосзвуковой, причем в таблице даны средние скорости, отдельные группы частиц могут иметь скорости, значительно большие или меньшие, чем средние. Пока плотность воздуха велика, термометр воспринимает осредненную температуру. Если же число Кнудсена достаточно велико и каждая молекула индивидуально взаимодействует с термометром, то

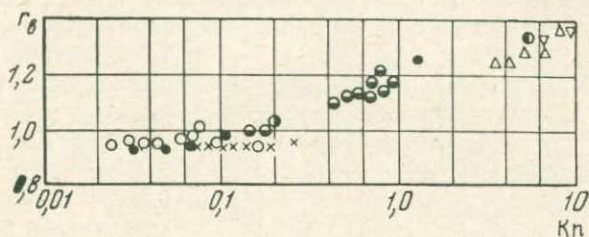


Рис. 9.5. Коэффициент восстановления r_n при различных разрежениях воздуха (диаметр модели от 0,025 до 3,2 мм, отношение скоростей s от 1,60 до 2,65)

более энергичные (более «горячие») атомы и молекулы будут сталкиваться с термометром чаще, причем существенно, что при малой плотности, отскакивая от термометра, они не будут взаимодействовать с ближайшими молекулами, а будут уходить в глубь пространства, окружающего термометр, откуда им на смену будут приходиться преимущественно столь же быстрые частицы. Благодаря этому при большом разрежении более быстрые частицы способствуют некоторому повышению температуры термометра по сравнению с температурой торможения, вычисленной по среднеквадратичной скорости молекул.

Эффект завышения зависит не только от степени разрежения, но и от скорости движения термометра по сравнению с тепловой скоростью молекул. Увеличение скорости приводит, во-первых, к уменьшению эффекта, так как молекулы воздуха становятся относительно менее подвижными, и, во-вторых, к уменьшению зависимости величины эффекта от формы термометра.

Коэффициент восстановления для тел в потоке воздуха может быть рассчитан по теоретической формуле

$$r_n = \frac{\gamma}{\gamma + 1} \left[2 + l \frac{F}{s^2} \right],$$

где γ — отношение теплоемкостей при постоянном давлении и постоянном объеме;

s — отношение скорости потока к средней скорости тепловых движений частиц воздуха;

F — некая функция формы тела;

l — размерный коэффициент.

С увеличением скорости потока второе слагаемое в квадратной скобке уменьшается, и поэтому

$$r_{\text{в}} \rightarrow \frac{2\gamma}{\gamma+1},$$

т. е. становится не зависящей от формы тела.

Из сказанного следует, что разрежение при прочих равных условиях способствует повышению температуры тел за счет торможения.

Может показаться в связи с этим, что в высоких слоях атмосферы тела должны иметь температуру более высокую, чем температура среды. Однако это не так. Выше рассматривалось взаимодействие тела с воздухом без учета радиационных потоков. Притом рассматривалось только установившееся состояние без учета реального времени установления равновесия.

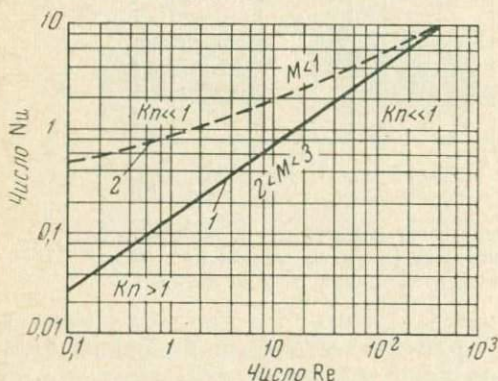


Рис. 9.6. Связь между числами Re и Nu для цилиндрических тел в воздушном потоке

Как меняется интенсивность конвективной теплопередачи с увеличением разрежения, от которой в свою очередь зависит время установления конвективного теплового равновесия тела со средой? Хотя, как это следует из изложенного выше, характер конвективного теплообмена между телом и воздухом при большом разрежении качественно меняется, при расчете теплообмена пока используют те же критерии, что и для обычных приземных условий (см. § 4.4). На рис. 9.6 линией 1 дана связь между числами Нуссельта и Рейнольдса для сверхзвукового потока ($Ma \approx 2 \div 3$), обтекающего цилиндр перпендикулярно его оси.

В левой нижней части графика $\frac{Ma}{Re} \approx 1$. Здесь мы имеем дело с режимом свободно-молекулярного движения (или переходим к нему). В правом верхнем углу отношение Ma/Re понижается на 3—4 порядка — это движение сплошной среды.

Для сравнения линией 2 на рис. 9.6 показан аналогичный график связи Nu и Re для дозвуковых скоростей при обычной

плотности воздуха, заимствованный из гл. IV (рис. 4.18). Как следовало ожидать, при больших числах Re , когда числа Kp оказываются достаточно малыми, графики сближаются друг с другом: связь между Nu и Re становится однозначной, не зависящей от Kp . Чем больше число Kp , тем больше расхождение между графиками.

Рисунок показывает, что на больших высотах, где разрежение велико, методика расчета теплообмена существенно усложняется, так как связь между числами Рейнольдса и Нуссельта становится зависящей от числа Кнудсена (левая часть рисунка). Причем вид этой связи пока еще достаточно полно не исследован.

Перепишем уравнение (2.4), разделив радиационный баланс на две части: собственное излучение тела $a\sigma T^4$ (σ — постоянная Стефана—Больцмана, a — коэффициент серости, T — температура) и сумму всех остальных радиационных потоков (с учетом коэффициента отражения от поверхности тела) — R_1 .

Переход кинетической энергии потока в тепловую при торможении потока у тела будем, как и выше, характеризовать величиной

$$C_p \frac{V^2}{2}, \quad (9.10)$$

где C — коэффициент лобового аэродинамического сопротивления, учитывающий эффективность обмена кинетической энергией тела с молекулами воздуха.

В плотном воздухе этот коэффициент зависит от числа Re . В сильно развитом турбулентном потоке он близок к 0,1. С увеличением разрежения этот коэффициент растет, постепенно приближаясь для свободно-молекулярного движения к предельному значению, зависящему от значений чисел Kp и Ma .

Для шара в области свободно-молекулярного движения при больших числах Ma $C \rightarrow 2$. С уменьшением Ma он несколько возрастает.

Так как энергия перехода кинетической энергии в тепловую должна быть, как и все остальные слагаемые в (2.4), отнесена к единице времени, умножим ее на «секундный объем», численно равный скорости V . Тогда получим

$$mc \frac{dT}{d\tau} = -S_a \alpha (T - \theta) - S_\sigma a \sigma T^4 + S_R R_1 + S_V C_p \frac{V^3}{2}, \quad (9.11)$$

где S_a , S_σ , S_R , S_V — площади тела, характерные для соответствующих потоков.

Заменяя с помощью (4.73), (4.74а) при $\lambda \equiv k$

$$\alpha = \frac{V\lambda}{\nu} \frac{Nu}{Re} \quad (9.12)$$

и используя, как и в § 2.1, обозначение для коэффициента инерции λ_{κ} (значок «к» означает «конвективный»)

$$\lambda_{\kappa} = \frac{mc}{\alpha S_{\kappa}} = \frac{mc\nu}{S_{\kappa} V k} \cdot \frac{\text{Re}}{\text{Nu}}, \quad (9.13)$$

получим

$$\begin{aligned} -\lambda_{\kappa} \frac{dT}{dz} = (T - \theta) + \frac{S_{\sigma}}{S_{\kappa}} \frac{\nu}{V k} \frac{\text{Re}}{\text{Nu}} \alpha \sigma T^4 - \frac{S_R}{S_{\kappa}} \frac{\nu}{V k} \frac{\text{Re}}{\text{Nu}} R_1 - \\ - \frac{S_V}{S_{\kappa}} \frac{\nu}{k} \frac{\text{Re}}{\text{Nu}} C \rho \frac{V^2}{2}. \end{aligned} \quad (9.14)$$

При постоянных параметрах атмосферы и движения тела переменные T и τ могут быть разделены. Тем самым уравнение будет подготовлено для численных расчетов изменения температуры тела во времени.

Положив $dT/d\tau=0$, получим уравнение для определения установившейся температуры тела. Однако такие расчеты громоздки, их результаты недостаточно наглядны. Выполним поэтому приближенный анализ (9.14), имеющий целью выяснить физический смысл процессов, описываемых этим уравнением.

Предположим сначала, что радиационный теплообмен отсутствует; сумма второго и третьего слагаемых (в правой части) равна нулю, тогда скорость, с которой устанавливается равновесие тела с окружающим воздухом, определяется (как и в § 2.1) величиной λ_{κ} .

Оценим величину λ_{κ} на различных высотах. Чтобы иметь возможность воспользоваться рис. 9.6, в качестве тела выберем цилиндр. Диаметр примем $d=0,1$ м, плотность материала цилиндра $\rho_{\text{ТВ}}=4 \cdot 10^3$ кг/м³, теплоемкость $c=0,1$ кал/г·град = $=4,2 \cdot 10^2$ Дж/кг·град.

Для цилиндра $\frac{m}{S_{\kappa}} = \rho_{\text{ТВ}} \frac{d}{4}$ (см. § 2.1) и соответственно

$$\lambda_{\kappa} = \rho_{\text{ТВ}} \frac{d}{4} \frac{c}{\alpha} = \rho_{\text{ТВ}} \frac{d}{4} \frac{c\nu}{V k} \frac{\text{Re}}{\text{Nu}}. \quad (9.15)$$

По величине d и V на заданной высоте рассчитываем Re , а затем по рис. 9.6 — число Nu . Результат расчета представлен в табл. 9.3.

Будем считать, что тело движется по круговой орбите. Тогда его скорость V может быть рассчитана по (9.27).

Уже на высотах в несколько десятков километров, как показывает таблица, время установления теплового равновесия тела с воздухом путем конвекции оказывается большим, чем характерное время измерения.

Коэффициент тепловой инерции на различных высотах
(тело на круговой орбите)

λ		$h, \text{ км}$					
		0	50	100	200	400	700
λ_k	сек	[8]	$[1,5 \cdot 10^3]$	$5,3 \cdot 10^5$	$[6 \cdot 10^7]$	$[9,6 \cdot 10^8]$	$[1,9 \cdot 10^{10}]$
	сек-годы	8 сек	4 мин	6 суток	2 года	30 лет	6 веков
$\lambda_{\text{нк}}$	сек		5	304	$1 \cdot 10^4$	$1,1 \cdot 10^4$	$1,1 \cdot 10^4$
	сек-сутки		5 сек	5 мин	1,2 суток	1,3 суток	1,3 суток

Примечание. В скобках заключены λ , для расчета которых зависимость между Re и Nu экстраполировалась за пределы рис. 9.6.

Иначе говоря, спутник или его часть — прибор или ракета — на больших высотах не в состоянии воспринять в результате конвективного теплообмена температуру среды даже в идеализированных условиях, когда другие виды теплообмена отсутствуют. Таким образом, основным видом теплообмена между телом и атмосферой на больших высотах оказывается радиационный.

Если в (9.14) пренебречь конвективным теплообменом и положить, кроме того, $dT/d\tau=0$, то, решив (9.14) относительно T , получим температуру равновесия тела с атмосферой:

$$T_p = (a\sigma)^{-\frac{1}{4}} \left(\frac{S_R}{S_\sigma} R_1 + \frac{S_V}{S_\sigma} C_p \frac{V^3}{2} \right)^{\frac{1}{4}}. \quad (9.16)$$

Пренебрегая, как и выше, конвективным теплообменом, но не отбрасывая левую часть (9.14), получим уравнение, характеризующее скорость, с которой устанавливается радиационное равновесие:

$$\int_{T_0}^{T_k} \frac{dT}{\left(S_R R_1 + S_V C_p \frac{V^3}{2} \right) - S_\sigma a \tau T^4} = \int_0^\tau \frac{d\tau}{mc}.$$

Выполнив интегрирование, после несложных преобразований получим

$$\ln \left[\frac{T_0 - T_p}{T - T_p} \cdot \frac{T + T_p}{T_0 + T_p} \right] + 2 \left[\operatorname{arctg} \frac{T}{T_p} - \operatorname{arctg} \frac{T_0}{T_p} \right] = \frac{\tau}{\lambda_{\text{нк}}}, \quad (9.17)$$

где

$$\lambda_{\text{нк}} = \frac{mcT_p}{4 \left(S_R R_1 + S_V C_p \frac{V^3}{2} \right)}. \quad (9.18)$$

Смысл обозначения $\lambda_{\text{нк}}$ выяснится ниже. Сейчас заметим, что эта величина имеет размерность времени.

Положив с целью проверки $\tau=0$, получим $T=T_0$. Устремив с той же целью $\tau \rightarrow \infty$, получим $T=T_{\text{к}}$. Легко видеть, что в (9.17) в его левой части по мере роста времени первое слагаемое неограниченно растет в то время, как второе стремится к ограниченному пределу:

$$2 \left[\frac{\pi}{4} - \operatorname{arctg} \frac{T_0}{T_{\text{к}}} \right]. \quad (9.19)$$

Имея в виду использование результатов для состояний, не слишком близких к начальному, отбросим второе слагаемое в левой части. Примем, кроме того, для наглядности второй множитель под знаком логарифма равным единице, так как его отличие от единицы значительно меньше, чем изменение первого множителя (при практических расчетах такие упрощения не обязательны). Тогда упрощенное уравнение (9.17) переписется в виде

$$T - T_p = (T_0 - T_p) e^{-\frac{\tau}{\lambda_{\text{нк}}}}, \quad (9.20)$$

где $\lambda_{\text{нк}}$ следует трактовать как коэффициент неконвективной инерции тела.

Все, что можно, примем как при расчете $\lambda_{\text{к}}$. Кроме того, примем $a=1$, а радиационный поток, характерный для обычных атмосферных условий,

$$R_1 = 1 \text{ кал/см}^2 \text{ мин} = 7 \cdot 10^{-4} \text{ дж/м}^2 \text{ сек}.$$

Так как нас интересует порядок $\lambda_{\text{нк}}$, можно в (9.18) вместо T_p использовать T (см. ниже). Будем считать, что ось цилиндра перпендикулярна V . Результат расчета поместим в табл. 9.3.

Проанализировав эту таблицу, убеждаемся, что на высотах в несколько десятков километров и больших, т. е. тех, которые нас сейчас интересуют, радиационное равновесие устанавливается, действительно, несоизмеримо быстрее, чем конвективное равновесие с окружающим воздухом.

Рассчитаем теперь температуру равновесия тела с учетом его теплового взаимодействия с воздухом, солнцем и землей. Придадим телу форму шара. Скорость движения шара будем считать космической, значительно большей, чем средняя скорость движения молекул воздуха (см. табл. 9.2). Предположим сначала, что число Кнудсена достаточно велико, ударная волна не образуется, конвективный поток тепла мал. Будем считать, что поверхности излучения и прихода радиации шара равны друг другу и равны площади поверхности шара, а сечение захвата молекул равно сечению круга. Тогда (9.16) переписывается следующим образом:

$$T_p = (a\sigma)^{-\frac{1}{4}} \left(R_1 + C\rho \frac{V^3}{8} \right)^{\frac{1}{4}}. \quad (9.21)$$

Приняв величины a и R_1 , как и при расчете λ , варьируя высоту (а следовательно и ρ), получим рис. 9.7. Аэродинамический коэффициент сопротивления для высот, для которых характерно свободно-молекулярное движение, принят равным 2, для высот, для которых характерно движение сплошной среды, принято $C=0,1$ (что характерно для шара в турбулентном потоке при обычной плотности воздуха), а для промежуточных высот применена плавная интерполяция. Рис. 9.7 наглядно показывает, что на больших высотах установившаяся температура тела очень слабо зависит от температуры окружающего воздуха. На сравнительно небольших высотах температура равновесия при прочих равных условиях существенно зависит от высоты. С приближением к Земле она, судя по рисунку, резко возрастает. На самом деле, при приближении к Земле, начиная с высот, на которых образуется ударная волна (скачок плотности), температуры тел растут еще быстрее, чем показано на рис. 9.7.

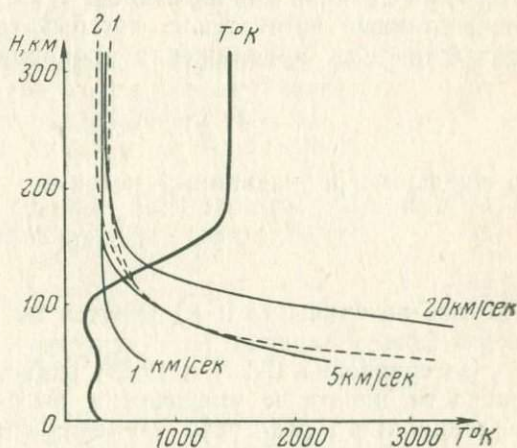


Рис. 9.7. Температура равновесия тела на различных высотах. Сплошные линии — при различных скоростях полета; пунктирные: 1 — днем; 2 — ночью; $T^\circ K$ — температура стандартной атмосферы

Скачок плотности образуется при скорости, равной или большей, чем скорость звука, если, кроме того, число Кнудсена меньше некоторого критического значения. Это значение по порядку величин совпадает с тем, которое соответствует разрушению режима свободно-молекулярного движения. Иногда (при расчетах) их принимают равными друг другу.

При возникновении ударной волны процесс теплообмена качественно меняется. Во-первых, увеличивается конвективный поток тепла от скачка плотности к телу, притом увеличение плотности в скачке способствует не только повышению температуры в нем, но и увеличению коэффициента конвективной теплопроводности от скачка к телу. Во-вторых, воздух в области скачка сильно разогревается, при больших скоростях настолько, что идущий от него радиационный поток может оказаться больше как конвективного, так и радиационных потоков от солнца и земли.

Соотношение между указанными потоками зависит от формы тела, от угла атаки и т. д. Так, например, расчет, подтвержденный экспериментом, показывает, что для плохообтекаемого тела при наличии ударной волны в критической точке удельный конвективный поток тепла, который создает аэродинамический разогрев тела, приближенно пропорционален

$$\rho^{\frac{1}{2}} V^3, \quad (9.22)$$

а удельный радиационный поток —

$$\rho^{\frac{2}{3}} V^{10}, \quad (9.23)$$

где обе величины (ρ и V) берутся на расстоянии, при котором искажающее влияние тела ничтожно.

Из сравнения (9.22) и (9.23) видно, что по мере увеличения скорости полета и уменьшения высоты (увеличения ρ) роль радиационного разогрева по сравнению с аэродинамическим резко возрастает. Суммарное действие обоих факторов приводит к тому, что тела с космическими скоростями, входя в атмосферу, на высотах, где образуется ударная волна, сильно разогреваются (еще сильнее, чем показано на рис. 9.7) и сгорают, если не принято каких-либо специальных мер (как на спутниках, возвращающихся на Землю).

Рассмотренное явление служит тепловым барьером, препятствующим полетам с большими скоростями на небольших высотах.

Расчет теплообмена при больших скоростях осложняется также в связи с явлениями диссоциации и ионизации воздуха. Диссоциация — распад под влиянием высокой температуры мо-

лекул O_2 и N_2 на атомы — сопровождается поглощением тепла. Попадая в область более низких температур, атомы могут рекомбинировать с выделением тепла диссоциации. Ионизация, вызванная высокой температурой, идет с поглощением тепла.

В заключение заметим, что разогрев тел, летящих с космической скоростью, нередко объясняют, привлекая только аэродинамический нагрев в обычной трактовке (см. § 2.2). Однако, как показывают полученные там формулы, рассчитанный таким образом разогрев вообще не зависит от плотности, т. е. от высоты над Землей.

§ 9.3. ТРАЕКТОРИИ СПУТНИКОВ

Чтобы вывести спутник на круговую орбиту, наиболее удобную для наблюдения за Землей, ему нужно придать такую скорость движения по орбите, чтобы центробежное ускорение спутника уравновешивалось притяжением его к Земле. Тогда спутник окажется в состоянии невесомости и будет двигаться по траектории, для которой выполняется упомянутое условие равновесия:

$$\frac{V^2}{R+h} = g, \quad (9.24)$$

где V — линейная скорость движения спутника по орбите, так называемая первая космическая скорость;

h — высота спутника над уровнем Земли;

g — ускорение силы тяжести на этой высоте;

R — радиус Земли.

Если принять, что ускорение силы тяжести обратно пропорционально квадрату расстояния от центра Земли:

$$\frac{g}{g_0} = \left(\frac{R}{R+h} \right)^2, \quad (9.25)$$

где g_0 — ускорение у поверхности Земли, то

$$\frac{V^2}{R+h} = g_0 \left(\frac{R}{R+h} \right)^2, \quad (9.26)$$

или

$$V = R \sqrt{\frac{g_0}{R+h}}. \quad (9.27)$$

Если же перейти к ω — угловой скорости вращения спутника по круговой орбите, то

$$\omega = \frac{V}{R+h} = R g_0^{\frac{1}{2}} (R+h)^{-\frac{3}{2}} \text{ рад/сек} = \frac{R}{2\pi} g_0^{\frac{1}{2}} (R+h)^{-\frac{3}{2}} \text{ об/сек}. \quad (9.28)$$

Период одного оборота

$$T = \frac{2\pi(R+h)}{V} = 2\pi g^{-\frac{1}{2}} (R+h)^{\frac{1}{2}} = \frac{2\pi}{R} g_0^{-\frac{1}{2}} (R+h)^{\frac{3}{2}}. \quad (9.29)$$

Положив в (9.27) $h=0$, получим первую космическую скорость у поверхности Земли, которую должен иметь воображаемый спутник, летящий на бреющем полете над Землей:

$$V = \sqrt{g_0 R}. \quad (9.30)$$

Приняв для экватора $g_0 = 9,806 \text{ м/сек}^2$ и подставив $R = 6\,370\,000 \text{ м}$, получим $V = 7910 \text{ м/сек} = 7,91 \text{ км/сек}$. Подставляя в (9.27) и (9.28) различные высоты h , получим таблицу скоростей движения спутников по круговым орбитам на разных высотах (ускорение на уровне Земли принято $9,806 \text{ м/сек}^2$) (табл. 9.4).

Таблица 9.4

Первая космическая скорость спутника, запущенного по круговой орбите на различных высотах

$h, \text{ км}$	0	100	200	300	400	500	1000	10000	35870
$V, \text{ км/сек}$	7,91	7,84	7,78	7,72	7,66	7,61	7,34	4,76	3,06
$\omega, \text{ об/сутки}$	17,0	16,6	16,2	15,8	15,5	15,2	13,8	3,8	1

Из таблицы видно, что с увеличением высоты число оборотов спутника по круговой орбите уменьшается. Спутник, запущенный по направлению вращения Земли по круговой орбите на высоте 35 870 км, будет все время находиться над одной и той же точкой Земли — будет двигаться с ней как единое целое.

Чтобы выйти за пределы земного притяжения, тело должно обладать вертикальной скоростью, равной или большей, чем так называемая вторая космическая скорость W . Она может быть получена, если приравнять начальную кинетическую энергию вертикального движения тела работе против сил притяжения тела к Земле, которую тело должно совершить, сместившись с уровня h на уровень $h = \infty$:

$$\frac{W}{2} = \int_h^{\infty} g dz = \int_h^{\infty} g_0 \left(\frac{R}{R+z} \right)^2 dz = g_0 \frac{R^2}{R+h} \quad (9.31)$$

или

$$W = R \sqrt{\frac{2g_0}{R+h}} \quad (9.32)$$

где h — высота, с которой тело уходит вверх, имея вертикальную составляющую скорости W .

Из сравнения (9.27) и (9.32) следует, что

$$W = V \sqrt{2}. \quad (9.33)$$

Для спутника, запущенного с поверхности Земли, $h=0$ и

$$W = \sqrt{2Rg_0}. \quad (9.34)$$

При $h>0$ требуется меньшая скорость запуска тела. В связи с этим космические корабли могут запускаться не с поверхности Земли, а с тяжелых спутников Земли.

Если после выхода на орбиту спутнику придана скорость бо́льшая, чем соответствующая этой высоте первая космическая скорость

$$\frac{V^2}{R+h} > g_0 \left(\frac{R}{R+h} \right)^2, \quad (9.35)$$

то появляется неуравновешенное притяжением Земли ускорение спутника, направленное по радиусу Земли вверх

$$\frac{dW}{dt} = W \frac{dW}{dz} = \frac{V^2}{R+h} - g > 0, \quad (9.36)$$

благодаря чему высота спутника h начинает увеличиваться, а скорость движения уменьшаться. Увеличение будет происходить до тех пор, пока избыточная кинетическая энергия спутника не будет израсходована на работу против сил притяжения спутника к Земле, после чего спутник начнет приближаться к Земле. Далее движение будет повторяться и в таком случае совершаться по внешней эллиптической орбите.

Если при выходе на орбиту спутнику будет задана скорость меньше первой космической, то $\frac{dW}{dz} < 0$ и спутник будет двигаться по внутренней эллиптической орбите.

Приведенные выше формулы и табл. 9.4 являются приближенными в силу ряда причин, основными из которых являются следующие.

По своей форме Земля отличается от сферы, притом плотность Земли является довольно сложной функцией координат, поэтому ускорение силы тяжести на уровне моря при любой орбите спутника меняется довольно сложным образом. В силу этого условие (9.26) непрерывно нарушается то в одну, то в другую сторону, появляется неуравновешенное ускорение, направленное то вниз, то вверх, спутник двигается по непрерывно деформирующейся эллиптической орбите, эксцентриситет которой непрерывно меняется не только по величине, но и по знаку.

Сопротивление воздуха тормозит движение спутника, заставляя его постепенно переходить на внутреннюю эллиптическую орбиту с непрерывно уменьшающимся средним радиусом. При этом по мере приближения к Земле плотность воздуха возрастает и торможение увеличивается. В конце концов спутник входит в плотные слои атмосферы и сгорает, если он не имеет тормозящих двигателей и специальной термостойкой защиты. Чтобы оценить эффект торможения спутника в результате аэродинамического сопротивления, необходимо давление воздуха на единицу площади фронтального поперечного (Миделева) сечения $\rho \frac{V^2}{2}$ умножить на величину этого сечения s и на коэффициент лобового аэродинамического сопротивления C .

Разделив силу сопротивления на массу спутника m , получим ускорение аэродинамического торможения:

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_a = -\frac{Cs}{m} \rho \frac{V^2}{2}. \quad (9.37)$$

Аэродинамическое торможение является основной причиной потери скорости спутника. В результате потери скорости уменьшается центробежное ускорение и неуравновешенная часть силы тяжести заставляет спутник переходить на орбиту с меньшим радиусом: спутник постепенно приближается к Земле.

Оценим время существования спутников на различных высотах. Чтобы выкладки не оказались громоздкими, будем считать, что, снижаясь, спутник остается на орбите, близкой к круговой. Такое допущение вполне возможно, так как аэродинамическое торможение способствует уменьшению эксцентриситета орбиты.

Если в результате аэродинамического торможения равновесие между ускорениями силы тяжести и центробежным нарушилось, то в (9.24) появляется неуравновешенная часть ускорения, направленная вниз:

$$\frac{dW}{dt} = \dot{W} = \ddot{z}. \quad (9.38)$$

С учетом (9.38) уравнение (9.24) принимает вид (заменяем ниже всюду h на z)

$$\ddot{z} + \frac{V^2}{R+z} - g = 0. \quad (9.39)$$

Вместо g подставим его значение из (9.25). Тогда

$$\ddot{z} + \frac{V^2}{R+z} - g_0 \frac{R^2}{(R+z)^2} = 0. \quad (9.40)$$

Выполнив операцию

$$\frac{d}{dt} = \dot{z} \frac{d}{dz}, \quad (9.41)$$

получим, используя (9.37) и (9.27) (заменяя h на z),

$$\ddot{z} + \dot{z} \frac{g_0 R^2}{(R+z)^3} - \frac{Cs}{m} \rho_{z_0}^{3/2} \frac{R^3}{(R+z)^{5/2}} = 0. \quad (9.42)$$

Степень сложности решения (9.42) существенно зависит от того, в каком виде будет задана зависимость плотности воздуха от высоты. Примем для небольших слоев со сравнительно слабо меняющейся температурой уравнение изотермической атмосферы:

$$\rho_z = \rho_{z_0} \left(1 - \frac{gMz}{kNT} \right). \quad (9.43)$$

Тогда после несложных преобразований, пренебрегая z по сравнению с R там, где они стоят как слагаемые, приходим к линейному неоднородному дифференциальному уравнению 3-го порядка:

$$\ddot{z} - g_0 R^{-1} \dot{z} + \rho_{z_0} \frac{Cs}{m} g_0^{5/2} R^{1/2} \frac{M}{kNT} z - \rho_{z_0} \frac{Cs}{m} g_0^{3/2} R^{1/2} = 0. \quad (9.44)$$

Перепишем (9.44) в виде

$$\ddot{z} + A\dot{z} + Bz - D = 0, \quad (9.45)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A &= g_0 R^{-1}, \\ B &= \rho_{z_0} \frac{Cs}{m} g_0^{5/2} R^{1/2} \frac{M}{kNT}, \\ D &= \rho_{z_0} \frac{Cs}{m} g_0^{3/2} R^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (9.46)$$

Переходя к новой переменной

$$y = Bz - D, \quad (9.47)$$

получим однородное уравнение

$$\ddot{y} + A\dot{y} + By = 0. \quad (9.48)$$

с решением

$$y = D_1 e^{x_1 t} + D_2 e^{x_2 t} + D_3 e^{x_3 t}. \quad (9.49)$$

Переходя с помощью (9.47) обратно к z , имеем

$$Bz = D_1 e^{x_1 t} + D_2 e^{x_2 t} + D_3 e^{x_3 t} + D, \quad (9.50)$$

где x_1, x_2, x_3 — корни характеристического уравнения, соответствующего (9.48), а D_1, D_2, D_3 подлежат определению по начальным условиям при $t=0$.

Для определения времени существования спутника расчет снижения должен, вообще говоря, выполняться от высоты запуска спутника (на круговую орбиту) до Земли. В соответствии с содержанием § 9.2 расчет аэродинамического сопротивления, а тем самым и снижения существенно усложняется, начиная с высоты, где образуется ударная волна. Однако практически доста-

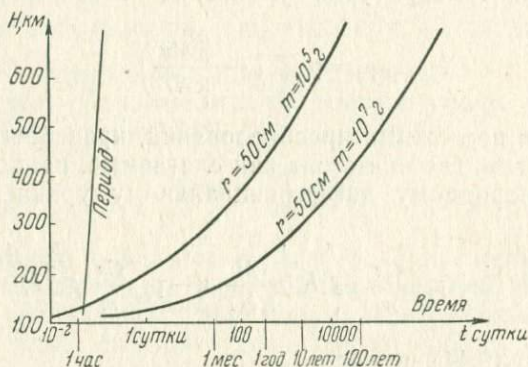


Рис. 9.8. Время существования и период спутников на круговых орбитах на различных высотах

точно провести расчет снижения либо только до уровня образования ударной волны, либо до Земли, но без учета волнового сопротивления, так как вклад времени прохождения спутником нижних слоев атмосферы в общее время существования сравнительно мал (если спутник при этом продолжает полет не сгорая).

На рис. 9.8 дан расчет времени существования спутника по полученным выше уравнениям (о величине C см. в § 9.2), а также расчет периода по уравнению (9.29).

При приближенном расчете времени существования полученные выше формулы могут быть существенно упрощены с тем большим правом, чем выше над Землей орбита спутника.

Выполним операцию (9.41) по отношению к уравнению (9.39), пренебрегая при этом зависимостью ускорения силы тяжести от высоты, и далее используем (9.37). Тогда получим

$$\ddot{z} + \frac{2V}{R+z} \left(\frac{dV}{dt} \right)_a = 0. \quad (9.51)$$

Используя (9.37), приходим к выражению

$$\ddot{z} - \frac{Cs}{m} \rho g^{\frac{3}{2}} (R+z)^{\frac{1}{2}} = 0. \quad (9.52)$$

Пренебрегая при интегрировании зависимостью последнего сомножителя от z , получим

$$\Delta z = z - z_0 = \frac{Cs}{m} \rho g^{\frac{3}{2}} (R+z)^{\frac{1}{2}} \frac{t^3}{6} + \ddot{z}_0 \frac{t^2}{2} + \dot{z}_0 t. \quad (9.53)$$

Если положить $\ddot{z}_0, \dot{z}_0 = 0$, то

$$\Delta z = \frac{Cs}{m} \rho g^{\frac{3}{2}} (R+z)^{\frac{1}{2}} \frac{t^3}{6}. \quad (9.54)$$

Подставив вместо t период обращения спутника (9.29), получим приближенно снижение спутника за один оборот

$$(\Delta z)_{об} = \frac{4}{3} \pi^3 \frac{Cs}{m} \rho (R+z)^2. \quad (9.55)$$

Уравнение (9.55) показывает, что скорость снижения спутника (а следовательно, и время его существования) приближенно пропорциональна плотности воздуха и площади Миделева сечения, отнесенной к единице массы спутника.

Рис. 9.8 показывает, что на высотах 600—700 км и более аэродинамическое торможение ничтожно и даже сравнительно небольшой спутник может десятки и более лет находиться на круговой орбите на таких высотах.

Орбиты спутников характеризуются не только формой и высотой, но и наклоном к экватору.

На рис. 9.9 показаны различные варианты круговых орбит. Наклонение равно нулю для так называемого экваториального спут-

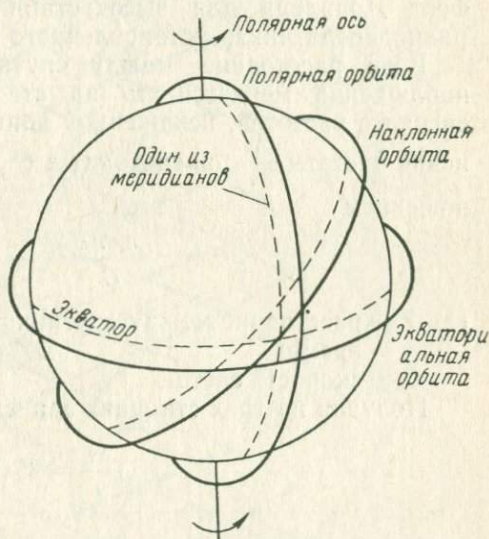


Рис. 9.9. Различные варианты круговых орбит. Пунктиром показаны проекции орбит на поверхность Земли

ника, плоскость орбиты которого совпадает с плоскостью экватора. Его поле зрения ограничено приэкваториальной областью, ширина которой тем больше, чем выше спутник. С увеличением высоты над Землей орбиты спутника уменьшается частота его появления над данным пунктом. При высоте 35870 км он будет «висеть» над одной точкой Земли (табл. 9.4).

Для полюсного ИСЗ, орбита которого проходит через полюса, наклонение равно 90° . Такой спутник последовательно «осматривает» всю земную поверхность. Частота его появления над данным пунктом, как и для экваториального, определяется высотой орбиты над Землей. Он интересен также тем, что для связи с ним достаточно иметь одну наземную станцию в районе Северного или Южного полюса Земли. Она сможет подавать команду и принимать информацию спутника на каждом его витке.

Первый Советский спутник был запущен с наклонением 65° . Удаление спутника от Земли в перигее составляло 228 км, а в апогее — 947 км, период обращения вокруг Земли непосредственно после выведения составлял 96,17 мин. Его суточная траектория показана на рис. 9.10. Она охватывает большую часть территории земного шара.

При наблюдении за траекторией спутников используется эффект Доплера для высокостабилизированного (по частоте) радиопередатчика, установленного на спутнике.

Если расстояние между спутником и наземной станцией наблюдения меняется, то на станцию наблюдения приходит сигнал с частотой, искаженной доплеровским эффектом. Изменение частоты $\frac{\Delta\nu}{\nu}$ происходит в соответствии с очевидным соотношением

$$\frac{dr/d\tau}{C} = -\frac{\Delta\nu}{\nu}, \quad (9.56)$$

где r — расстояние между спутником и станцией;

τ — время;

C — скорость света.

Получив на трех станциях запись сигнала изменения частоты

$$\frac{\Delta\nu}{\nu} = \Psi(\tau), \quad (9.57)$$

и решая дифференциальное уравнение (9.56), имеем для каждой из станций зависимость вида

$$r = r(\tau), \quad (9.58)$$

по которой определяется положение спутника в любой момент времени (метод засечек положения точки из трех пунктов).

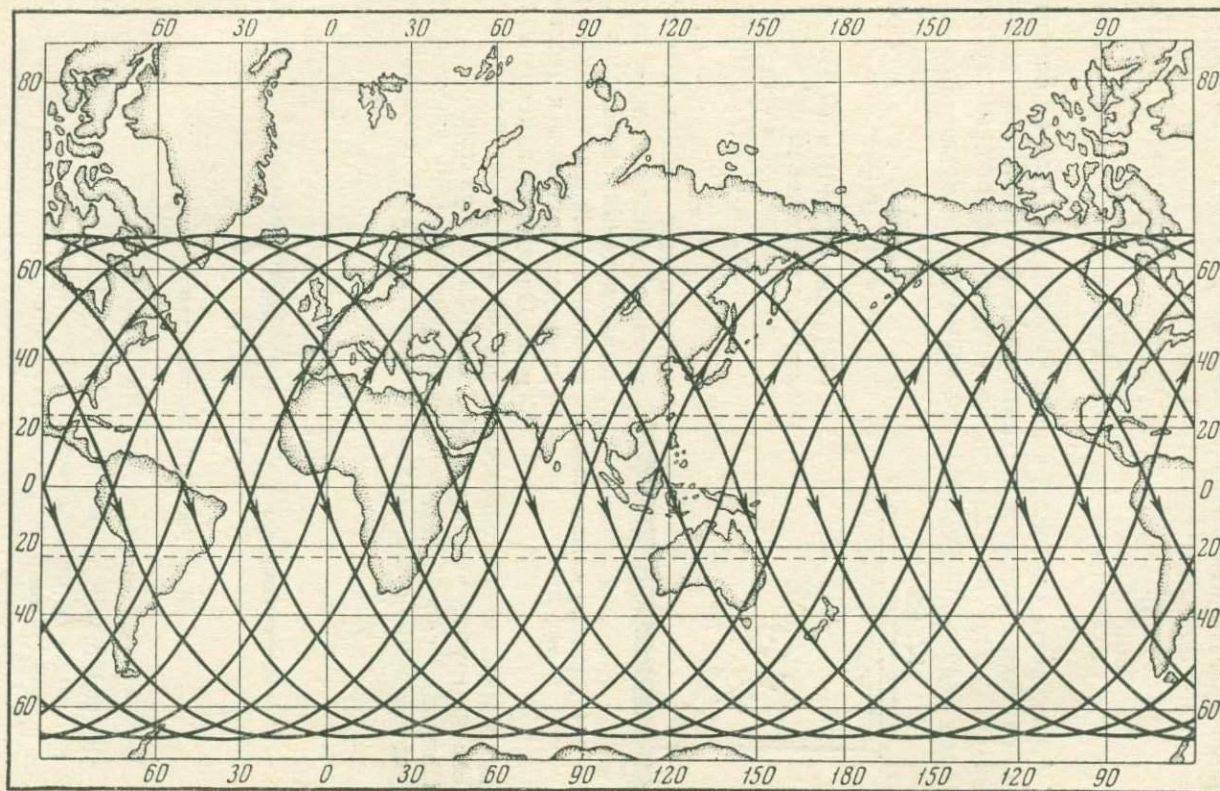


Рис. 9.10. Суточная траектория первого советского ИСЗ

Если расстояние между спутником и Землей мало по сравнению с радиусом Земли, то при прохождении спутника вблизи станции траекторию его на небольших расстояниях можно считать прямой линией (рис. 9.11). Тогда

$$(r + \Delta r + dr)^2 - r^2 = V^2 (\tau + d\tau)^2; \quad (9.59)$$

$$(r + \Delta r)^2 - r^2 = V^2 (d\tau)^2, \quad (9.59a)$$

где V — скорость спутника, а время τ отсчитывается от момента, когда спутник находится на кратчайшем расстоянии от станции. Вычитая (9.59a) из (9.59) и пренебрегая величинами второго порядка малости, приходим к соотношению

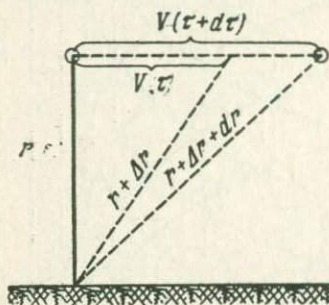


Рис. 9.11. К расчету доплеровского эффекта

$$\frac{dr}{d\tau} = \frac{V^2 \tau}{r}. \quad (9.60)$$

Подставив (9.60) в (9.56), получим соотношение

$$-\frac{\Delta \nu}{\nu} = \frac{V^2 \tau}{rC}, \quad (9.57a)$$

позволяющее по изменению частоты сигнала в одном пункте наблюдения определять отношение квадрата скорости движения спутника к расстоянию. Определив изменение частоты сигнала во времени, можно рассчитать и V и r , разумеется, несколько грубее, чем при наблюдении с трех пунктов.

Подобный способ определения скорости быстро движущихся предметов применяется также (обычно при известном расстоя-

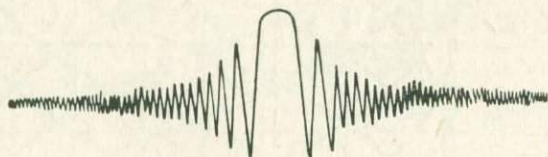


Рис. 9.12. Сигнал биений

нии до них) с использованием радиосигнала, посланного станцией наблюдения на предмет и отраженного от него.

На рис. 9.12 показан результат сравнения частоты сигнала радиопередатчика спутника (ν) с частотой, не искаженной эффектом Доплера (ν_0). Кривая представляет собой результат сложения двух сигналов с частотами ν и ν_0 , причем их амплиту-

ды выравнены амплитудными ограничителями. Суммарная кривая биений достигает максимума, когда фазы сигналов совпадают. Легко понять, что расстояние между максимумами (на рисунке показан только один максимум) однозначно определяется разностью частот. Действительно, если имеются два синусоидальных колебания с одной и той же амплитудой A , но с разными частотами ν и ν_0 , направленные по одной оси x :

$$\begin{aligned}x_0 &= A \sin(2\pi\nu_0\tau), \\x &= A \sin(2\pi\nu\tau),\end{aligned}\tag{9.61}$$

то в результате их сложения получим результирующее колебание:

$$x^1 = x_0 + x = 2A \sin\left[2\pi \frac{\nu_0 + \nu}{2} \tau\right] \cos\left[2\pi \frac{\nu_0 - \nu}{2} \tau\right].$$

Так как частоты ν_0 и ν отличаются незначительно, то, упрощив первый сомножитель, получим

$$x^1 = 2A \sin[2\pi\nu_0\tau] \cos\left[2\pi \frac{\nu_0 - \nu}{2} \tau\right],\tag{9.62}$$

откуда видно, что, кроме основной частоты, имеет место более низкая частота биений, равная полуразности частот суммирующихся колебаний. Период изменения амплитуды биений

$$F = \frac{2}{\nu_0 - \nu}\tag{9.63}$$

однозначно определяется разностью частот суммирующихся колебаний, что и требовалось доказать. Расстояние между максимумами кривой биений равно половине периода (9.63). Накопленный к настоящему времени материал сравнения теоретически рассчитанных траекторий спутников с фактическими позволяет разработать аппаратуру, автоматически выполняющую наблюдение за ИСЗ, сравнение его фактической траектории с расчетной и предвычисление траектории на несколько дней вперед.

§ 9.4. ОРИЕНТАЦИЯ СПУТНИКОВ

При своем движении спутники могут быть ориентированы по Земле, Солнцу или другим Светилам, могут быть ориентированы в пространстве и, наконец, могут совершать движение по заданной программе.

Будем различать активную и пассивную ориентацию. В первом случае на спутнике имеются реактивные двигатели, которые при подаче соответствующих сигналов от датчиков, нацеленных

на ориентир, поворачивают спутник с целью сохранения ориентации.

Во втором случае спутник не управляемый в том смысле, что его положение в пространстве не корректируется, но датчики вырабатывают сигнал каждый раз, когда спутник занимает то или иное положение по отношению к ориентиру. Такие сигнальные отметки положения спутника необходимы при последующем анализе результатов измерений. В более совершенном варианте

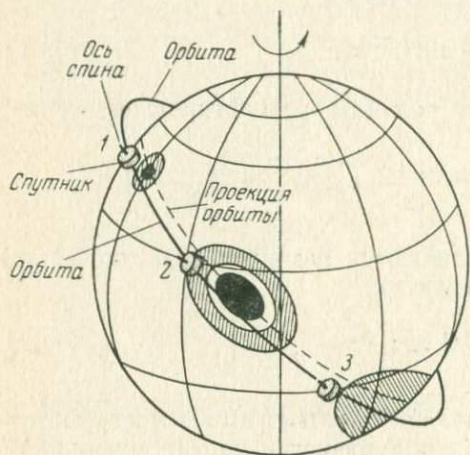


Рис. 9.13. Ориентация спутника в пространстве с помощью гироскопического эффекта

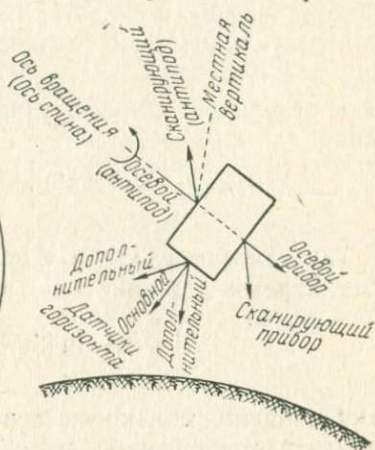


Рис. 9.14. Расположение датчиков на гироскопически ориентированном спутнике

измерительная аппаратура спутника включается и выключается сигналами такого датчика.

Для поворота активно ориентирующегося спутника может быть использована система минимум трех реактивных двигателей, направления реакций которых взаимно перпендикулярны.

В одном из вариантов используются маховики. Вращение маховика электромотором или другим двигателем в одну сторону вызывает поворот спутника вокруг той же оси в обратном направлении со скоростью, обратно пропорциональной отношению масс маховика и спутника в целом. В другом варианте использованы сопла, через которые выбрасываются или сжатый газ из баллона, или продукты горения. В последних вариантах спутников стали использовать плазменные электрические реактивные двигатели.

Имеются варианты активной ориентации не спутника в целом, а только его части, например измерительного прибора или антенны.

На рис. 9.13, 9.14 показана ориентация относительно Земли погодного спутника, ориентированного в пространстве с помощью

гироскопического эффекта. Спутник непрерывно вращается вокруг своей оси (ось спина). Благодаря этому прибор, луч зрения которого совпадает с осью вращения спутника, остается все время в плоскости орбиты спутника, но «видит» Землю под непрерывно меняющимся углом. В точке 1 луч зрения этого прибора перпендикулярен к поверхности Земли — ось спина совпадает с местной вертикалью. Прибор принимает поток информации от круга (зачернено). В точке 2 осевой прибор воспринимает информацию от площади, форма которой близка к эллипсу (зачернено). Малая полуось этого эллипса равна радиусу зачерненного круга в точке 1 (рис. 9.13 выполнен в косометрической проекции, в связи с чем на рисунке оси не равны друг другу). Большая ось по мере перемещения от положения 1 к положению 2 и далее вытягивается. В положении 3 ось спина становится перпендикулярной местной вертикали, луч зрения прибора скользит по поверхности Земли. Далее он уходит от Земли в мировое пространство. Но в это время на Землю оказывается нацеленным другой осевой прибор — антипод, луч зрения которого также совпадает с осью вращения спутника, но направлен диаметрально противоположно лучу зрения первого прибора.

Кроме этих приборов, на спутнике устанавливаются сканирующие приборы, лучи зрения которых отклонены от оси вращения спутника. Если это отклонение невелико, то сканирующий прибор вырезает на поверхности Земли некую полосу (заштриховано), контуры которой приближенно повторяют контуры фигуры, на которую нацелен осевой прибор. В зависимости от величины угла между лучами зрения осевого и сканирующего приборов площади, которые они «просматривают», могут или перекрываться полностью, или частично, или не перекрываются совсем.

Вслед за тем как осевой прибор перестает видеть Землю, перестает видеть ее и сканирующий прибор. Но в это время оказывается нацеленным на Землю осевой прибор — антипод и сканирующий (при малом угле между осью вращения спутника и осью сканирующего прибора). Если ось сканирующего прибора сильно отнесена от оси вращения спутника, то размах луча его зрения становится большим, спутник на своем пути просматривает значительную часть обращенной к нему поверхности Земли.

На рис. 9.14 показаны радиационные датчики горизонта. Это сканирующие приборы с большим углом между их лучами зрения и осью гироскопа. Для основного датчика горизонта этот угол равен $\pi/2$.

В результате вращения спутника основной датчик горизонта «скользит» по поверхности Земли, затем уходит в мировое пространство и затем вновь подходит к Земле.

Далее цикл будет повторяться. Моменты, когда луч зрения касается Земли и показания датчика горизонта резко меняются,

используются для привязки при расшифровке показаний всей измерительной аппаратуры. Очевидно, что лучи зрения осевого и сканирующего датчиков будут находиться в вертикальной плоскости в моменты времени, для которых последовательные моменты соприкосновения луча датчика горизонта и земли будут симметричны.

Наиболее четко соприкосновение с Землей отмечается для основного датчика горизонта тогда, когда плоскость его сканирования вертикальна, т. е. когда ось вращения спутника горизонтальна, но это в соответствии со сказанным выше — наименее выгодные для основной аппаратуры моменты. Положение спасают дополнительные датчики горизонта, плоскости сканирования которых совпадают с вертикальной плоскостью при других положениях оси спутника. Система трех датчиков горизонта обеспечивает четкую отметку горизонта при любых положениях спутника.

Чтобы отметки датчиков горизонта были четкими, необходимо иметь угол зрения датчиков горизонта небольшим, во всяком случае в пределах одного градуса.

Рассмотренная выше схема ориентации несколько искажается в результате нутаций оси вращения спутника, полностью избежать которых практически не удается.

На положение оси спина спутника оказывает некоторое влияние также нескомпенсированная часть ускорения силы тяжести (см. § 9.3), а также сила взаимодействия с магнитным полем Земли. Наблюдения за полетом ИСЗ позволили установить, что эти факторы влияют на положение оси спина, однако надежных количественных характеристик влияния пока получить не удалось.

По мере того как движение спутника затормаживается, уменьшается и скорость его вращения вокруг своей оси. Это можно обнаружить, например, по частоте срабатывания рассмотренных выше датчиков горизонта. Заданная скорость вращения может быть восстановлена специальным двигателем, который включится, как только скорость вращения спутника станет ниже допустимой.

Выше рассматривался вариант, когда сам спутник является гироскопом. В другом варианте гироскоп является прибором-индикатором, наблюдая за положением которого относительно оси спутника, можно судить о положении последнего в пространстве и активно ориентировать его — управлять его положением в соответствии с заданной программой. И наблюдение и управление имеются в виду автоматические. Наконец, возможен вариант, когда сигнал гироскопа-индикатора используется только для пассивной ориентации.

Предприняты попытки в качестве гироскопа-индикатора использовать атомные ядра, обладающие заметным спиновым

эффектом. На рис. 9.15 показан один из вариантов ядерного гироскопа. Используются ориентированные ядра He^3 в газообразном состоянии. Их ориентирование выполняется достаточно сильным магнитным полем при «зарядке» гироскопа. С целью исключения дезориентирующих внешних магнитных полей во время работы гироскопа он заключен в сверхпроводящую оболочку. Одна из принципиальных трудностей использования такого гироскопа связана с тем, что получение информации о положении гироскопа связано с применением каких-то электрических датчиков, взаимодействующих с электромагнитными полями ядер и нарушающих тем самым их исходную ориентацию. На рис. 9.15 информационный сигнал снимается с индукционных катушек, которые жестко закреплены в теле гироскопа и вместе с ним вращаются мотором. Величина э.д.с. в катушках зависит от угла φ между плоскостью витков катушек и осью спина. При $\varphi=0$ э. д. с. равна нулю. Изменение положения спутника, а вместе с ним и катушек вызывает изменение э. д. с.

Для ориентации спутника относительно Земли может использоваться также сила земного притяжения. Как уже указывалось в § 9.3, сила тяжести оказывается в точности скомпенсированной только в одной точке спутника — именно в его центре тяжести. Чем дальше от этого центра отстоит какая-нибудь точка спутника, тем больше отличается в ней от нуля нескомпенсированная часть силы тяжести.

На рис. 9.16 показан вариант ориентации спутника по силе тяжести с помощью так называемого вертистата, представляющего собой длинный в несколько десятков метров стержень, который скручен при запуске спутника в катушку. После выхода на орбиту срабатывает защелка, удерживающая трубку вертистата в скрученном состоянии, и он выпрямляется. На рис. 9.17 показано промежуточное состояние — трубка начала разворачиваться.

В выпрямленном состоянии вертистат стремится занять вертикальное положение, соответственно поворачивая весь спутник. Развиваемый им момент сил при длине трубки 30 м достигает $10^2 \div 10^3$ дин · см/град. «Верх» и «низ» он не различает. Требуется двигатель, который по сигналу какого-либо датчика, различаю-

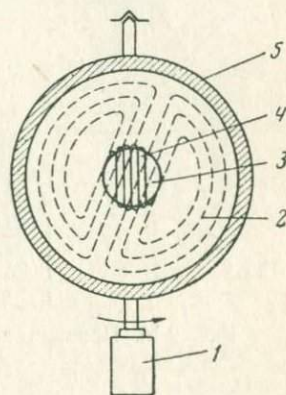


Рис. 9.15. Ядерный гироскоп

1 — мотор; 2 — магнитные силовые линии, создаваемые ядрами He^3 ; 3 — ориентированные ядра He^3 ; 4 — индукционная оболочка; 5 — сверхпроводящая оболочка

щего «верх» и «низ», может опрокинуть спутник. Такой сигнал может быть получен, например, от осевого радиационного прибора. Находясь на освещенной солнцем части небосвода, этот прибор вырабатывает сигнал, амплитуда которого сравнительно

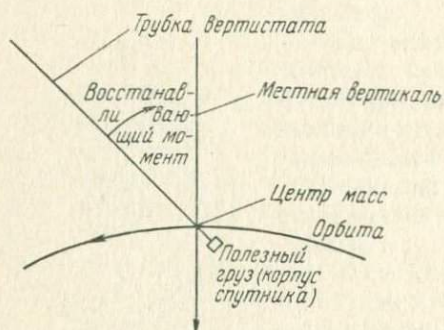


Рис. 9.16. Принцип действия вертистата

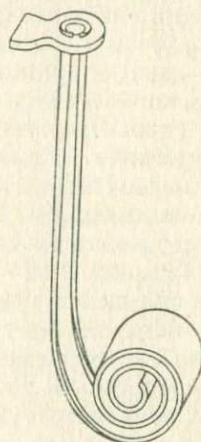


Рис. 9.17. Трубка вертистата

велика, если он нацелен на Землю, и мала, если он смотрит в мировое пространство. В последнем случае спутник необходимо опрокинуть.



Рис. 9.18. Датчики активной ориентации по Земле

Активная ориентация по Земле может осуществляться с помощью минимум трех радиационных термометров, лучи зрения которых являются ребрами равносторонней пирамиды (рис. 9.18). Три датчика непрерывно работающим коммутирующим устройством попарно поочередно подключаются к схеме сравнения, например к дифференциальному радиационному термометру такого типа, какой показан на рис. 2.18. Нарушение ориентации — отклонение от положения, изображенного на рис. 9.18, вызывает появление сигналов разбаланса, которые в отличие от схемы, представленной на рис. 2.18, идут не на измерительные приборы, а на управляющие устройства, например на электродвигатели, вращающие упомянутые выше маховики, поворачивающие спутник до положения, в котором сигнал разбаланса исчезает.

Коммутирующее устройство не нужно, если каждый термометр имеет по два фотосопротивления. Тогда система имеет три пары независимых дифференциальных термометров.

Для ориентации спутников используются также магнитометры, которые одновременно могут служить измерителями напря-

женности магнитного поля. В настоящее время на спутниках применяются в основном магнитометры с магнитомодуляционными датчиками (ММД), называемыми также магнитонасыщенными, или феррозондовыми.

С ними соперничают магнитометры, в которых используется явление ядерного магнитного резонанса (см. § 7.6).

Принцип действия ММД показан на рис. 9.19. На сердечники 1 и 2, выполненные из пермаллоя — материала с малой коэрцитивной силой и большой магнитной проницаемостью, намотаны навстречу друг другу модуляционные обмотки 3, 4.

Выходная обмотка 5 охватывает оба сердечника. По обмоткам 3, 4 пропускается синусоидальный модулирующий сигнал с частотой $\sim 10^2 \div 10^3$ гц. При отсутствии внешнего магнитного поля в катушке 5 сигнал отсутствует, так как э.д.с., наводимые в ней токами в обмотках 3, 4, равны друг другу по величине и обратны по знаку.

Появление внешнего магнитного поля H меняет картину. В сердечниках 1, 2 внешнее магнитное поле векторно складывается с полем, наведенным модулирующим сигналом. В одном из стержней поле в каждый данный момент (за исключением моментов перехода модулирующего сигнала через ноль) в результате этого усиливается, в другом — наоборот, ослабляется. Так как выходная обмотка 5 реагирует на векторную разность напряженностей полей в стержнях 1 и 2, то амплитуда сигнала в ней может служить мерой величины внешнего магнитного поля и его ориентации относительно стержней. Чтобы различать эффекты изменения напряженности внешнего поля и его ориентации относительно датчика, необходимо либо иметь три датчика, расположенных взаимно перпендикулярно, либо применить следующую систему, ориентирующую датчик по направлению вектора магнитного поля.

Если бы в сердечнике не достигалось магнитное насыщение, то частота выходного сигнала совпадала бы с частотой модулирующего. Это затруднило бы выделение полезного сигнала на фоне наводок, частота которых в основном совпадает с частотой основного источника наводок — модулирующего сигнала.

Однако параметры прибора выбирают таким образом, чтобы в измеряемых полях насыщение достигалось. Тогда форма выходного сигнала будет существенно искажена, появится вторая, третья и следующие гармоники с последовательно уменьшающейся амплитудой.

Поставив в цепи выходной обмотки электрический фильтр, настроенный в резонанс с частотой второй гармоники, подавля-

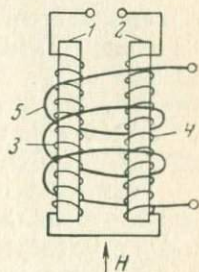


Рис. 9.19. Магнитометр с ММД

ют тем самым все остальные. Вторая гармоника служит полезным сигналом. Отсюда и название — ММД второй гармоники.

Вторым вариантом является ММД пик-типа, в котором приняты меры к тому, чтобы в результате искажения выходного сигнала в нем образовалось два пика различных знаков. Разность величин пик является мерой внешнего магнитного поля.

Если датчик ММД жестко укреплен на ориентированном активно спутнике, то выходной сигнал, воздействуя на радиопередатчик (непосредственно или будучи предварительно записан на магнитофон), передает информацию об ориентации спутника относительно магнитного поля Земли в виде периодической кривой, частота которой будет равна частоте обращения спутника вокруг своей оси, причем моменты наступления максимумов кривой будут соответствовать ориентации стержней ММД по вектору магнитного поля Земли.

Легко понять, что сигналы магнитометра могут использоваться для активной ориентации спутника по Земле.

Возможно применение пьезодатчиков ориентации. Обнаружено, что цилиндр из материала, обладающего пьезоэффектом, будучи подвергнут воздействию токов высокой частоты, вырабатывает электрический сигнал, пропорциональный углу отклонения оси цилиндра от первоначального положения. Этот сигнал можно использовать для активной ориентации.

Делаются попытки использовать в целях ориентации измерители космического излучения, для которого Земля является экраном.

Перспективны лазерные гироскопы, так называемые лучевые, обладающие высокой точностью обнаружения отклонения от заданной ориентации.

Датчик слежения за Солнцем, который может быть использован либо для непосредственного нацеливания приборов на Солнце, либо для получения сигнала, определяющего ориентацию спутника относительно Солнца, будет рассмотрен ниже.

§ 9.5. ИЗМЕРЕНИЕ ПЛОТНОСТИ И ГАЗОВОГО СОСТАВА ВОЗДУХА

На больших высотах основными измерителями плотности являются ионизационные барометры (их называют также манометрами), а для определения газового состава используются масс-спектрометры. Некоторые из вариантов этих приборов являются одновременно и барометрами, и масс-спектрометрами.

Ионизационные барометры

Ионизационные барометры являются основными для высот, где давление $\sim 10^{-1}—10^{-3}$ н/м² ($10^{-3} \div 10^{-5}$ мм рт. ст.) и ме-

нее. Основной вариант прибора представляет собой «испорченную» вакуумную лампу-триод. Эта лампа испорчена тем, что ее внутренность соединена с объемом, в котором измеряется давление, в нашем случае с атмосферой.

В режиме сеточной индикации ионного тока (рис. 9.20, а), как обычно, на анод подается большое положительное напряжение, а на сетку — небольшое отрицательное. Вакуумная лампа работала бы при таких напряжениях в нормальном режиме, т. е. без сеточных токов (§ 1. 6). Однако при наличии газа внутри лампы ионы, вылетающие с катода, сталкиваются с газовыми молекулами и ионизируют их. Поток положительных ионов попадает на сетку, которая в этом случае служит коллектором ионов. Сеточный ток стекает по сопротивлению утечки (на рис. 9.20, а это электроизмерительный прибор i).

Чем больше молекул воздуха внутри лампы, тем большим i (при прочих равных условиях) будет сеточный ток. Можно вывести уравнение связи между сеточным током i , обусловленным потоком положительных ионов, анодным током I и давлением воздуха p в лампе. Оно покажет, что

$$p = \frac{1}{Ll} \cdot \frac{i}{I}, \quad (9.64)$$

где L — расстояние между анодом и сеткой, а l — постоянная прибора, включающая в себя все остальные параметры лампы и молекулярные константы. Постоянную l определяют либо теоретически, либо путем сравнения с абсолютным прибором при том минимальном давлении, при котором показания последнего еще достаточно достоверны. Так как в (9.64) входит отношение

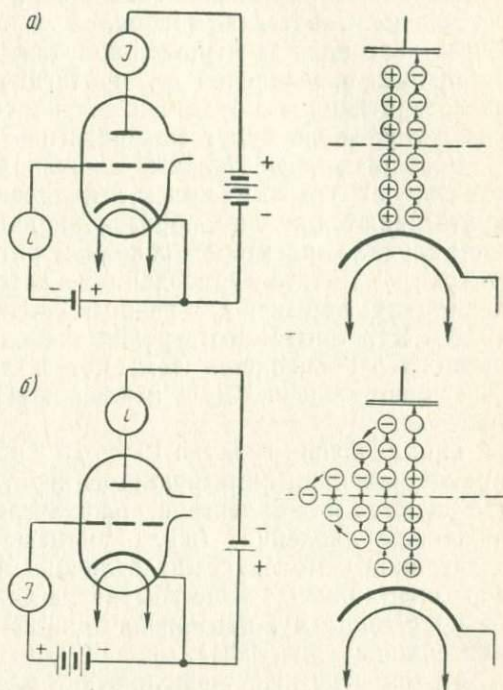


Рис. 9.20. Ионизационный барометр:
а — сеточная индикация давления; б — анодная индикация давления

токов, то не обязательно модулировать сигнал радиопередатчика и тем и другим током, их можно электрически разделить друг на друга и результат деления использовать в качестве информации об атмосферном давлении.

В варианте анодной индикации (рис. 9.20, б) схема включения лампы существенно отличается от обычной: на анод подано небольшое отрицательное смещение, а на сетку — большое положительное. Собственно говоря, сетка и анод поменялись ролями. Сетка разгоняет электроны, часть из них улавливается сеткой, остальные, проскакывая ее, притягиваются ею обратно, часть из возвратившихся будет захвачена сеткой, остальные, проскочив сетку, вновь будут ею притягиваться и т. д.

Совершая колебательные движения около сетки, электроны ионизируют газовые молекулы, причем положительные ионы притягиваются анодом, образуя анодный ток i . Таким образом, в этом случае коллектором ионов служит анод. Отношение анодного тока к сеточному I , созданному электронами, определяет давление газа: формула для режима анодной индикации аналогична (9.64). Чувствительность режима анодной индикации несколько выше. Это объясняется тем, что в данном случае электроны совершают больший путь и ионизируют большее число газовых молекул.

При давлении воздуха 10^{-5} — 10^{-6} н/м² (10^{-7} ÷ 10^{-8} мм рт. ст.) и ниже начинают заметную роль играть фотоэлектроны, которые выбиваются из коллектора положительных ионов. Так как с понижением давления (из-за уменьшения числа столкновений электронов с молекулами) величина ионного тока убывает (но фотоэлектронный ток не убывает, а даже несколько возрастает), то постепенно чувствительность прибора к изменению давления падает (рис. 9.21).

Меняя взаимное расположение электродов в лампе, можно несколько ослабить относительную роль фотоэлектронов. Однако наиболее радикальным средством является увеличение пути, на котором электроны, вылетающие с катода, сталкиваются с молекулами. Этого можно добиться, заставив их двигаться в лампе по спирали. С этой целью нужно создать постоянное магнитное поле по первоначальному направлению пучка электронов. Тогда последние будут совершать спиралевидный путь в лампе. Длину пути электронов таким образом можно увеличить на несколько порядков и пропорционально увеличить вероятность ионизации молекул воздуха электронами. Соответственно будет увеличена относительная роль ионного тока и применение барометра (с магнитным полем) окажется возможным при более низких давлениях, примерно до 10^{-10} н/м² (10^{-12} мм рт. ст.). По принципу движения электронов, лампа станет похожей на магнетрон.

Чтобы избежать искажающего влияния накаливаемого катода, присутствие которого способствует установлению в прилежащем

к нему объеме градиента температуры, а значит и давления (см. § 9.4), вместо триода в одном из вариантов барометра используют фотоумножитель (§ 1.4), также «испорченный» тем, что его внутренность соединена с атмосферой. Источник ультрафиолетовой радиации направлен на кварцевое окно фотоумножителя. Отрицательные ионы (электроны), образующиеся в результате ионизации молекул воздуха, проходят в фотоумножителе такой же путь, как и в обычном вакуумном. Величина

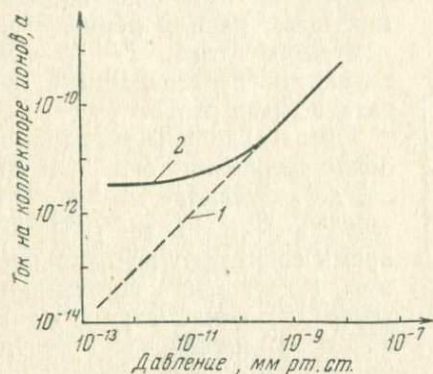


Рис. 9.21. Типовая зависимость коллекторного тока от давления воздуха для ионизационных барометров с магнитным полем (1) и без него (2)

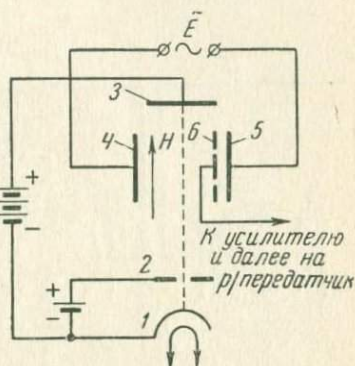


Рис. 9.22. Схема барометра-синхрометра

выходного тока при постоянных значениях остальных параметров оказывается однозначной функцией давления воздуха.

Ионизационный барометр может быть построен также по принципу циклотрона. Это так называемый омегатрон или синхромметр (рис. 9.22). В этом случае тонкий пучок электронов, летящих от катода 1 через диафрагму 2 к аноду 3, ионизирует на своем пути молекулы воздуха. Благодаря наличию постоянного магнитного поля H и переменного электрического поля, создаваемого между пластинами 4 и 5, траектории всех заряженных частиц отклоняются от прямолинейных.

Чтобы не повторять рассуждений и выкладок § 7.2, используем в готовом виде уравнение (7.9)

$$R = \frac{CmV}{eH}, \quad (9.65)$$

где R — радиус, по которому в магнитном поле напряженностью H летят с линейной скоростью V заряженные частицы, имеющие массу m и заряд e ;

C — скорость света в пустоте.

Период обращения частиц по кругу

$$T = \frac{2\pi R}{V} = \frac{2\pi C m}{eH}, \quad (9.66)$$

т. е. не зависит от линейной скорости движения частиц.

Если переменное электрическое поле имеет ту же частоту, что и частота обращения частиц, то они будут ускоряться этим полем. Это легко понять из рассмотрения рис. 9.23, где показано движение положительного иона: *а* — при периоде обращения иона, равном периоду переменного тока *T*, *б* — для случая, когда последний в два раза больше первого.

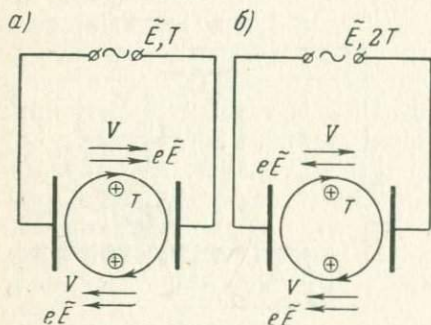


Рис. 9.23. Ускорение заряженных частиц в переменном электрическом поле:

а — частоты совпадают; *б* — частоты не совпадают; *E* — напряженность переменного электрического поля

Слева (рис. 9.23, *а*) направление движения тока V и сила, действующая на него в электрическом поле ($e\tilde{E}$), все время совпадают по направлению. Имеет место постепенное ускорение иона. Справа (рис. 9.23, *б*) в нижней части рисунка они противоположно направлены: электрическое поле тормозит движение иона. Но уравнение (9.65) показывает, что вслед за увеличением линейной скорости полета иона V будет расти радиус траектории.

Таким образом, по спиральной траектории с увеличивающимся радиусом будут двигаться только те заряженные частицы, для которых при данном H величина $\frac{e}{m}$ будет такой, что период (9.66) совпадает с периодом переменного тока. Такие частицы будут достигать коллектора β ионов (рис. 9.22). Амплитуда сигнала коллектора будет служить мерой количества частиц с заданным значением $\frac{e}{m}$. Если плавно менять либо напряженность магнитного поля, либо частоту генератора переменного тока, то будет последовательно измерена концентрация молекул всех газов, входящих в состав воздуха.

Сравнив синхрометр с масс-спектрометрами, убеждаемся, что синхрометр также является масс-спектрометром, но только используется в качестве барометра. Если используем синхрометр с постоянным магнитным полем, но с плавно меняющейся частотой электрического поля, то на радиопередатчик подаются сигналы частоты генератора и амплитуды тока коллектора.

При обычных параметрах прибора частоту приходится ме-

нять от десятков килогерц (тяжелые частицы) до единиц мегагерц (легкие частицы).

Чтобы избежать искажающего влияния накаливаемого катода, пытаются использовать другие источники ионизации: радиоактивные изотопы (см. § 7.3) или, например, пластинку бериллия, которая под действием солнечного облучения становится источником электронов (внешний фотоэффект). Сравнивая показания барометра с бериллиевым источником ионизации на освещенной и затемненной стороне Земли, можно получать информацию о связи давления воздуха с радиационными солнечными потоками. Можно периодически затемнять бериллий от солнца экраном — такая модуляция светового потока является эффективным способом проверки нуля прибора.

Имеются и другие ионизационные барометры, в частности, построенные по принципу рассматриваемых ниже масс-спектрометров. Так, например, используется фарвитрон, по принципу действия повторяющий радиомасс-спектрометр, но предназначенный для измерения давления.

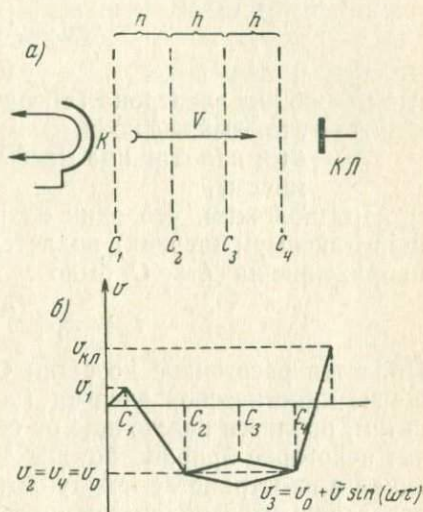


Рис. 9.24. Радиочастотный масс-спектрометр:

а — схема; б — распределение потенциалов на электродах

Масс-спектрометры

Масс-спектрометры применяются для определения газового состава атмосферы на больших высотах. С их помощью можно определять относительное содержание газов с различными массовыми числами. В гл. VII рассматривался масс-спектрометр с постоянным магнитом. В настоящей главе рассмотрен другой масс-спектрометр, так называемый радиочастотный, отличающийся простотой и портативностью. Именно он применяется в основном на спутниках и ракетах. Будем называть его радиочастотным масс-спектрометром (РЧМС). Принцип действия РЧМС показан на рис. 9.24. Электроны, вылетающие с катода K , разгоняются в пространстве между катодом и сеткой C_1 и, попадая в пространство между сетками C_1 и C_2 , ионизируют находящиеся там атомы и молекулы исследуемого газа. Образовавшиеся при этом положительные ионы устремляются к сетке C_2 и

летят по направлению к сетке C_4 , имеющий тот же потенциал, что и сетка C_2 .

Максимальную энергию на пути от сетки C_1 до сетки C_2 приобретут те положительные ионы, которые образовались у самой сетки C_1 . Пролетев все расстояние между сетками C_1 и C_2 , они приобретут направленную по оси спектрометра в сторону коллектора скорость V , которую для иона с единичным зарядом можно определить из условия

$$ev = Am \frac{V_0^2}{2}, \quad (9.67)$$

где e — заряд электрона (абсолютное значение);

A — атомный вес иона;

m — атомная единица массы (Am — атомный вес в единицах массы).

Предположим, что один из рассматриваемых ионов (имеющий максимум энергии) подлетел к сетке C_2 в тот момент, когда напряжение на сетке C_3 было

$$v_3 = v_0 + \tilde{v} \sin(\omega\tau + \varphi). \quad (9.68)$$

Пролетев расстояние до сетки C_3 , он получит некоторое приращение кинетической энергии (ускорится или затормозится), а затем, пролетев расстояние от сетки C_3 до сетки C_4 , также получит некоторое приращение кинетической энергии. Сила, действующая в пространстве между сетками C_2 и C_3 на ион, равна произведению его заряда на напряженность поля:

$$e \frac{v_3 - v_0}{h}. \quad (9.69)$$

Умножив силу на элемент пути $Vd\tau$, получим элементарное приращение энергии. Проинтегрировав по всему пути между сетками, получим полное приращение энергии:

$$\Delta W = \int_0^{\tau_1} e \frac{v_3 - v_0}{h} \cdot V d\tau = \int_0^{\tau_1} e \frac{\tilde{v}}{h} \sin(\omega\tau + \varphi) V d\tau, \quad (9.70)$$

причем

$$\int_0^{\tau_1} V d\tau = h. \quad (9.71)$$

Скорость V в момент времени τ может быть получена по аналогии с (9.67) из соотношения

$$e(v_3 - v_0) = e\tilde{v} \sin(\omega\tau + \varphi) = Am \left[\frac{V^2}{2} - \frac{V_0^2}{2} \right]. \quad (9.72)$$

Подставив V_0 из (9.67) и разрешив результат относительно V , получим окончательно скорость иона:

$$V^2 = \left[\sin(\omega\tau + \varphi) - \sin\varphi + \frac{v}{\tilde{v}} \right] 2 \sqrt{\frac{e\tilde{v}}{Am}}. \quad (9.73)$$

Аналогичным образом может быть рассчитано приращение энергии иона на пути между сетками C_3 и C_4 . Однако вычисление интеграла (9.70) при условиях (9.71) и (9.73) и его дальнейший анализ связаны с большими вычислительными трудностями. Поэтому обычно его решают приближенно, пользуясь тем, что \tilde{v}_3 значительно меньше, чем v_0 , и поэтому приращение скорости движения иона на пути между сетками C_2 и C_4 мало по сравнению с той скоростью V_0 , которую ион приобретает ранее, между сетками C_1 и C_2 .

Тогда, полагая в (9.70) и (9.71)

$$V = V_0, \quad (9.74)$$

получим

$$\Delta W = \frac{V_0 e \tilde{v}}{h} \int_0^{\frac{h}{V_0}} \sin(\omega\tau + \varphi) d\tau. \quad (9.75)$$

Аналогичным образом на пути между сетками C_3 и C_4

$$\Delta W = -\frac{V_0 e \tilde{v}}{h} \int_{\frac{h}{V_0}}^{\frac{2h}{V_0}} \sin(\omega\tau + \varphi) d\tau. \quad (9.76)$$

Полное приращение энергии иона между сетками C_2 и C_4 :

$$\Delta W = \frac{V_0 e \tilde{v}}{h} \left[\int_0^{\frac{h}{V_0}} \sin(\omega\tau + \varphi) d\tau - \int_{\frac{h}{V_0}}^{\frac{2h}{V_0}} \sin(\omega\tau + \varphi) d\tau \right]. \quad (9.77)$$

Выполнив интегрирование, получим

$$\Delta W = \frac{V_0 e \tilde{v}}{h\omega} \left[\cos\left(\frac{2\omega h}{V_0} + \varphi\right) - 2 \cos\left(\frac{\omega h}{V_0} + \varphi\right) + \cos\varphi \right]. \quad (9.78)$$

Ионы какой массы будут иметь максимальную энергию после прохождения сетки C ? Так как в соответствии с (9.67) на пути от сетки C_1 до C_2 максимально возможное приращение энергии, для всех однократно заряженных ионов (именно такие рассмат-

риваются в данном параграфе) одинаково (равно ev), то для ответа на поставленный вопрос достаточно рассмотреть условие максимальной приращенной энергии на пути между сетками C_2 и C_4 .

Подставим в (9.78) V_0 из (9.67). Тогда получим

$$\Delta W = \frac{e\tilde{v}\sqrt{2ev}}{h\omega\sqrt{Am}} \left[\cos\left(\frac{2\omega h\sqrt{Am}}{\sqrt{2ev}} + \varphi\right) - 2\cos\left(\frac{\omega h\sqrt{Am}}{2ev} + \varphi\right) + \cos\varphi \right]. \quad (9.79)$$

Найдем производную $\frac{\partial(\Delta W)}{\partial A}$ и приравняем ее нулю. Тогда после элементарных преобразований получим условие максимальной приращенной энергии:

$$\frac{1}{\omega h} \sqrt{\frac{2ev}{Am}} \sin \frac{\omega h}{2} \sqrt{\frac{Am}{2ev}} \cos\left(\omega h \sqrt{\frac{Am}{2ev}} + \varphi\right) - \cos\left(\frac{3}{2} \omega h \sqrt{\frac{Am}{2ev}} + \varphi\right) = 0. \quad (9.80)$$

Подставив в (9.80)

$$\omega h \sqrt{\frac{Am}{2ev}} + \varphi = K\pi, \quad (9.81)$$

где K — любое целое число, получим

$$\operatorname{ctg} \frac{\varphi}{2} = K\pi - \varphi. \quad (9.82)$$

Максимальное приращение энергии могут приобрести только те ионы, которые пройдут сетку C_2 в тот момент, когда фаза сигнала на сетке C_3 подчиняется условию (9.82). Это условие одинаково для ионов любого атомного веса, оно отбирает из общей массы ионов «удачливые» в смысле момента подхода к сетке C_2 .

Условие (9.81) среди этих удачливых отбирает наиболее удачливые, атомный вес которых таков, что при заданных значениях ω и v они подчиняются условию (9.81). Именно эти ионы будут иметь максимально возможную энергию в момент прохождения сетки C_4 .

Напомним еще раз, что речь идет не о всех ионах, для которых вычисляются условия (9.81) и (9.82), а только для тех из них, которые образовались у самой сетки C_1 и поэтому смогли пролететь все расстояние между сетками C_1 и C_2 , набрав на этом расстоянии максимально возможную энергию.

Итак, при заданной частоте ω и ускоряющем потенциале v максимальное значение энергии при прохождении сетки C_4 будут

иметь ионы определенной массы. Если между сеткой и коллектором K_1 приложить затормаживающее напряжение $U_{кл}$, то его можно подобрать таким образом, чтобы до коллектора долетали только те ионы, которые имеют максимальную энергию. Тогда коллекторный ток будет пропорционален содержанию этих ионов в исследуемом газе. Меняя какой-либо из параметров, определяющих условие максимальности, можно последовательно получить коллекторные токи, соответствующие всем атомам и молекулам, которые входят в состав исследуемого газа. Удобно менять ускоряющее напряжение U . Если его менять линейно по пилообразному закону (см. § 1.2), то коллекторный ток будет резко возрастать каждый раз, когда для очередной компоненты газа будет выполняться условие (9.81), при наименьшем K , при котором это условие имеет физический смысл, т. е. при $K=1$, причем ось абсцисс на графике зависимости коллекторного тока от времени будет представлять линейную шкалу массовых чисел.

С целью увеличения разрешающей способности РЧМС последовательно соединяют несколько каскадов систем сеток C_2-C_4 . При этом расстояние между каскадами делают кратным периоду переменного напряжения, чтобы к очередному каскаду ион подлетал, имея ту же фазу, что и после прохождения сеток. Тогда условие (9.82) сохранится.

При исследовании ионизированного газа прибор упрощается, так как ионизатор оказывается не нужным.

Определение плотности по величине аэродинамического торможения

Уравнения для расчета снижения спутника такого типа, как в § 9.3, используются до их запуска на орбиту для прогноза времени существования спутников на различных высотах. После запуска спутника эти же уравнения могут быть использованы для определения плотности воздуха по наблюдениям за снижением спутника.

Уравнение (9.55) наглядно показывает, что относительные погрешности измерения снижения орбиты и определение плотности примерно равны друг другу (если пренебречь изменением высоты спутника по сравнению с радиусом Земли).

Основная погрешность определения плотности воздуха связана с неточным знанием коэффициента лобового сопротивления. Как уже указывалось, чем выше спутник, тем определеннее значение этого коэффициента.

Аналогичен метод определения плотности воздуха по скорости снижения полых металлических шаров-пилотов, выбрасываемых на больших высотах ракетами. В таких случаях шары не имеют горизонтальной скорости и опускаются вниз под действи-

ем силы тяжести, одновременно смещаясь по ветру. Чем больше плотность воздуха, тем сильнее аэродинамическое сопротивление, противодействующее падению шара, и тем медленнее опускается шар. Если движение шара успевает установиться, то для него

$$g = \frac{Cs}{m} \rho \frac{V_{\downarrow}^2}{2}, \quad (9.83)$$

где V_{\downarrow} — скорость опускания шара, остальные обозначения прежние.

Опускаясь под действием силы тяжести, шары одновременно увлекаются воздушным течением. Степень увлечения зависит от всех величин, которые входят в уравнение для аэродинамического торможения, и, в частности, от плотности воздуха.

Наблюдения за траекториями шаров ведут либо с помощью фотокиногеодолитов, либо следя за сигналами радиопередатчиков, установленных в шарах. В этом случае может использоваться метод пеленгации шара с трех или более точек на Земле. Более точные сведения можно получить, наблюдая за доплеровским смещением частоты сигнала радиопередатчика, вызванным движением шара. Для наблюдения за шарами могут использоваться также радиолокаторы, нацеленные на шар. Во всех перечисленных случаях работа наземных станций автоматически синхронизируется, циклы измерения повторяются обычно с частотой в несколько герц.

Основная трудность принципиального характера при использовании шаров связана с неопределенностью коэффициента лобового сопротивления, притом степень неопределенности в этом случае большая, чем при наблюдениях за спутниками. Это связано с меньшей (по сравнению с тепловой скоростью движения молекул) скоростью движения объекта (см. §. 9.2).

Одновременно с шарами могут выбрасываться легкие металлизированные полоски или пиропатроны, при взрыве которых распыляются вещества, дающие начало искусственным облакам. Наблюдение за их смещением позволяет определять воздушные потоки, а их рассеяние — степень турбулентности атмосферы.

Анализ результатов наблюдений за облаками, полосками, шарами, которые были выполнены в основном с применением ракет на высотах 50—150 км, показал, что дальнейшее развитие методов лимитируется не только трудностями техники запуска и наблюдений, но также и отсутствием достаточно совершенных теорий, позволяющих интерпретировать результаты. Так, например, для интерпретации результатов измерений размеров диффундирующих искусственных облаков используется теория, не учитывающая поверхностных явлений на внешней границе облака. Считается, что после взрыва пиропатрона мгновенно устанавливается и затем выдерживается закон монотонного умень-

шения плотности частиц облака как функции расстояния от источника, хотя наблюдения показывают, что длительное время, пока плотность облака не становится достаточно малой, на границе облака имеет место скачок концентраций и т. п.

Недостаточная определенность результатов измерений с помощью ракет является одной из причин, препятствующих применению подобных методов наблюдения с использованием спутников, периодически выбрасывающих пиропатроны или шары-пилоты.

§ 9.6. РАДИОМЕТРЫ

Будем называть радиометром прибор, предназначенный для измерения интенсивности радиационных потоков в ограниченных участках спектра. На погодных спутниках устанавливаются радиометры с несколькими радиационными каналами: от ультрафиолетового участка спектра до инфракрасного.

Рассмотрим типовой канал так называемого узкоугольного радиометра. Датчик показан на рис. 9.25. Радиационный поток проходит (рис. 9.25, а) фильтр 1, линзы объектива 2, 3 и далее иммерсионную линзу 4. Между линзой 4 и чувствительным элементом термистором 5 находится иммерсионное вещество 6. Применение иммерсии способствует увеличению разрежающей способности оптической системы.

Если угол зрения радиометра составляет несколько градусов, то при высоте спутника в несколько сот километров в поле зрения радиометра оказывается участок Земли с линейными размерами в несколько десятков километров. На спутниках применяют радиометры как с большим разрешением, так и с меньшим.

Выходные контакты термистора обозначены цифрами 7, 8. Вместо термисторов могут применяться фотоспротивления.

В качестве типовой электрической схемы (рис. 9.26), предназначенной для усиления сигнала термистора, используется лампово-полупроводниковый аналог, рассмотренный выше

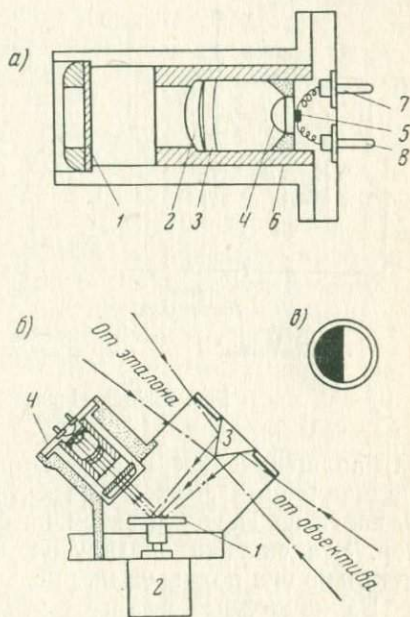


Рис. 9.25. Типовой датчик радиации (радиометр):

а — фильтр — линза — детектор; б — датчик в целом; в — диск-прерыватель

(см. рис. 2.18), только поднесущая частота создается не электрическим генератором, а в результате прерывания радиационного потока. Термин «поднесущая» использован в связи с тем, что сигнал, который вырабатывается на выходе схемы (рис. 9.26), используется далее для модуляции сигнала радиопередатчика, частоту которого (значительно более высокую) следует назвать несущей. Прерывание потока осуществляется с помощью диска *1* (рис. 9.25, б, в), одна половина которого зеркальна, а другая оптически черная. Диск непрерывно вращается мотором 2, часто-

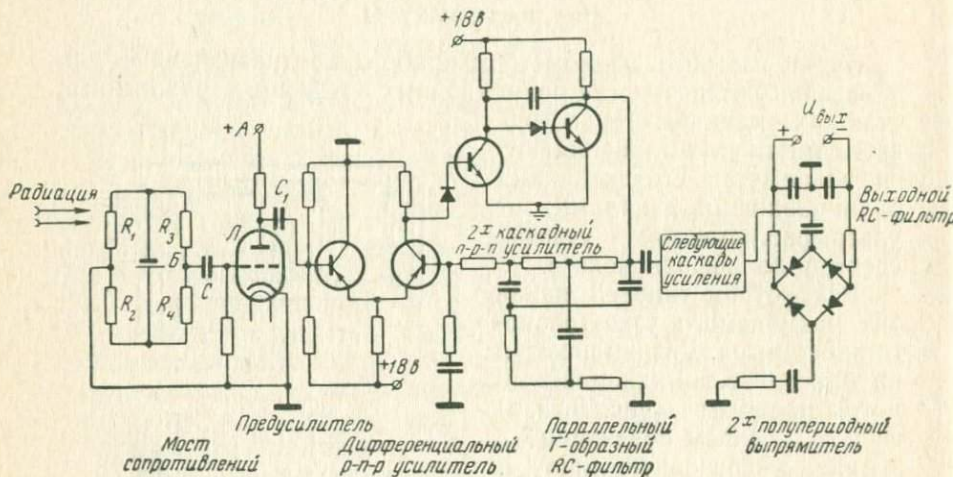


Рис. 9.26. Электрическая схема радиометра

та вращения оси которого определяет поднесущую частоту. Радиационный поток от объекта идет на посеребренную призму 3, далее на диск *1* и затем на систему фильтр — линзы — детектор. Эта система обозначена на рис. 9.25, б цифрой 4. Более детально она показана на рис. 9.25, а.

Радиационный поток от эталона излучения проходит аналогичный путь. Из рисунка ясно, что в течение одной половины периода обращения мотора 2 на термистор идет излучение от объекта, а в течение другой — от эталона.

Рассмотрим электрическую схему радиометра (рис. 9.26). Мост сопротивлений включает в себя два термосопротивления, рабочее (активное) R_1 и термокомпенсирующее R_2 и два постоянных сопротивления R_3 и R_4 . Питается мост источником постоянного тока — батареей *Б*.

Сигнал разбаланса моста, образующийся в результате радиационного облучения активного термосопротивления, через разделительный конденсатор *С* поступает на предварительный усилитель, собранный на лампе *Л*. Основное требование к лам-

пе предусилителя — минимальные собственные шумы, на фоне которых должен выделяться полезный сигнал.

Далее сигнал поступает на полупроводниковый дифференциальный усилитель на двух $p-n-p$ транзисторах. Они составляют первый каскад усиления. Последующие два каскада усиления собраны на $n-p-n$ транзисторах. Параллельно им поставлен Т-образный резонансный RC -фильтр, настроенный на частоту прерывания (модуляции) радиационного потока. Его назначение — создать условия для преимущественного прохождения сигнала с частотой модуляции.

Усиленный до достаточного уровня сигнал на выходе схемы поступает на двухполупериодный выпрямитель и далее на выходной RC -фильтр, подавляющий поднесущую частоту и выделяющий полезный сигнал, являющийся электрическим аналогом температуры излучающего объекта измерения (например, Земли, облачного покрова) или интенсивности радиационного сигнала, отраженного от объекта измерения.

По своей идее схема, изображенная на рис. 9.26, так же как схема, изображенная на рис. 2.18, в связи с наличием термокомпенсирующего сопротивления не должна реагировать на изменение температуры прибора, в данном случае на изменение температуры спутника. Однако из-за неполной идентичности рабочего и компенсирующего термисторов градуировочная кривая прибора несколько смещается вслед за изменением его температуры. На рис. 9.27 показаны типовые градуировочные кривые радиометра с температурной компенсацией при различных температурах спутника, точнее говоря, корпуса прибора ($10, 25, 60^\circ\text{C}$). По оси ординат отложена температура объекта измерения, от которого идет радиационный поток, по оси абсцисс — показания прибора, проградуированного по излучению черного тела. Видно, что изменение температуры смещает реальные градуировочные кривые относительно идеальной, которая соответствует полной температурной компенсации.

Амплитудно-частотная характеристика радиометра (рис. 9.28) определяется резонансными свойствами Т-образного фильтра и способностью выходного фильтра подавлять несущую частоту; и то и другое определяется постоянными времени звеньев, составляющих фильтры.

Идеальным является усилитель, у которого характеристики фильтров (резонансного и выходного) не перекрываются. В таком случае при резонансном усилении совершенно не подавляются полезные частоты, обязанные своим происхождением изменению радиационного потока, и с другой стороны, все полезные частоты без искажения пропускаются выходным фильтром. Ординаты реальной характеристики (коэффициенты пропускания) равны произведению из ординаты выходного фильтра на величину, равную дополнению до единицы ординаты характеристики

Т-образного фильтра. Без искажений полезные сигналы проходят на том прилегающем к нулю оси абсцисс участке, где характеристика выходного фильтра не имеет завала (т. е. идет по оси абсцисс), а ордината характеристики резонансного усилителя практически равна нулю. Результирующая амплитудно-частотная характеристика показывает, на сколько возрастает искажение сигнала с увеличением частоты изменения радиационного потока. Вплоть до частот 6—8 гц искажения на рис. 9.28 могут считаться допустимыми, они лежат в пределах погрешности прибора

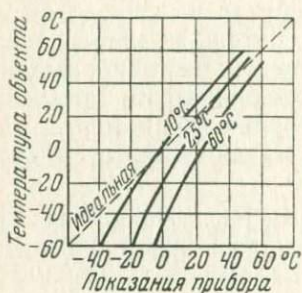


Рис. 9.27. Зависимость показаний прибора от температуры корпуса

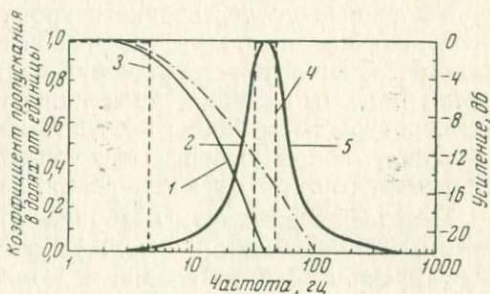


Рис. 9.28. Амплитудно-частотная характеристика усилителя:

1 — результирующая характеристика усилителя; 2 — выходной фильтр; 3 — идеальная характеристика выходного фильтра и результирующая; 4 — идеальная характеристика Т-образного фильтра; 5 — Т-образный фильтр

в целом. Составляющие сигнала больших частот должны быть исправлены при анализе результатов измерений. Это может быть сделано с помощью результирующей кривой усилителя.

Как уже указывалось, на активный термистор радиометра поступают попеременно радиационные потоки от объекта измерения (земного или облачного покрова) и от эталона.

Измерению подлежит разность между радиационными потоками от объекта и от эталона. Излучение эталона дает опорный уровень, относительно которого определяется излучение объекта.

Обычно в подобных схемах применяют какой-либо прием, разделяющий электрические сигналы объекта и эталона. Подобную операцию могут выполнить, например, рассмотренные в предыдущей главе циклофоны. Может использоваться и более простой синхронный выпрямитель, переключающий выходной сигнал на два различных выхода синхронно с работой прерывателя радиационного потока. В таком случае одновременно может быть осуществлено детектирование сигнала без применения диодов (синхронное детектирование).

В данной схеме применен другой прием. На объект нацелен основной радиометр. Эталонный радиационный сигнал идет от его антипода, нацеленного в космос. Сигналы от объекта и эталона не разделяются. Радиационные сигналы от объекта и эталона все время поочередно поступают на активный термистор. Порожденные ими электрические сигналы идут на выход электрической схемы, причем различать их на выходе невозможно; они смешиваются, так как частота переключения (она же частота

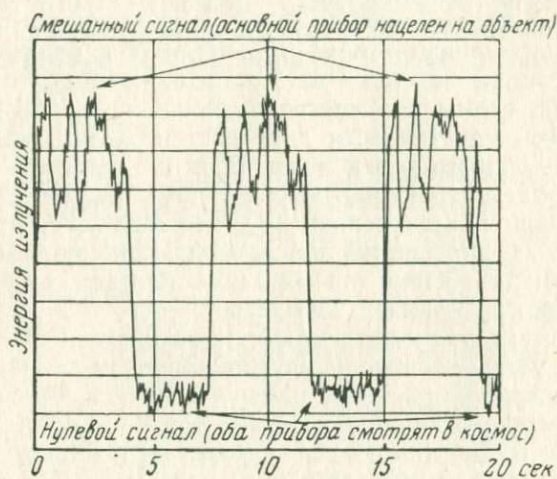


Рис. 9.29. Образец записи одного из каналов радиометра

модуляции, т. е. поднесущая) полностью подавляется выходным фильтром.

Однако различать их не обязательно. Надо только помнить, что в таком случае для радиометра с линейной градуировочной характеристикой ордината выходного сигнала, отсчитанная от ординаты эталонного (нулевого) сигнала, будет в два раза меньше, чем для того случая, когда на выходе получался бы чистый сигнал от объекта, а не смешанный (споловиненный). При существенно нелинейной градуировочной характеристике следует учитывать кривизну характеристики.

Нулевой сигнал на выходе радиометра получается тогда, когда в результате сканирования объект измерения выйдет из поля зрения радиометра, и оба прибора, основной и его антипод, будут направлены в космос.

На рис. 9.29 показан образец записи сигнала одного из каналов радиометра погодного спутника. Пульсации нулевого сигнала (температура космоса) довольно большие. В какой мере они

обязаны своим происхождением колебаниям температуры космоса и в какой мере погрешностям измерений, пока еще достаточно определенно сказать нельзя. Колебания величины излучения Земли значительно бóльшие. Это обусловлено значительными неоднородностями поверхности, излучение которой измеряется. Следует иметь в виду, что на них накладываются колебания нулевого сигнала.

Возможен другой вариант сравнения радиационных сигналов от объекта и эталона. Электрическая схема остается прежней, но радиационные потоки, идущие от них, направляются по двум системам фильтр—линзы—термистор. Если оба радиометра (основной и антипод) нацелены на эталон (в космос), то на выходе электрической схемы получается нулевой сигнал. В идеальном случае строгой идентичности двух систем фильтр—линзы—термистор он в точности равен нулю. Если же основной радиометр нацелен на объект, то на выходе схемы получается электрический сигнал, являющийся однозначным аналогом температуры объекта измерения. Основная трудность осуществления такого варианта радиометра связана с необходимостью строгой идентичности систем фильтр—линза—термистор.

Периодически радиометр может нацеливаться на эталонное черное тело, установленное на спутнике, причем температура этого тела регистрируется. Такое измерение используется для контроля чувствительности радиометра. Чтобы нацелить радиометр на эталонное абсолютно черное тело, нет необходимости поворачивать радиометр. Достаточно применить медленно вращающееся (сканирующее) зеркало, периодически направляющее радиационный поток от эталона на радиометр.

Вернемся вновь в оптической части радиометра. Его спектральные характеристики определяются спектральными характеристиками фильтров и линз, а в тех случаях, когда детекторами служат не термисторы, а фотосопротивления, еще и спектральными характеристиками последних.

На рис. 9.30, *а, б* даны характеристики пятиканального радиометра погодного спутника типа «Тирос». На рис. 3.11 были даны кривые поглощения радиации основными составными частями воздуха. По оси ординат на рис. 9.30, *а, б* и 3.11 отложены коэффициенты пропускания, показывающие, какая часть радиационного потока пропускается данным каналом радиометра.

По основной оси абсцисс в линейном масштабе отложена энергия излучения абсолютно черного тела при заданной температуре. За единицу принято излучение в интервале длин волн от 0 до ∞ . Каждому значению энергии на графике соответствует определенная длина волны, до которой от 0 надо проинтегрировать энергию излучения, чтобы получить данное значение энергии. Если энергию излучения в области длин волн λ , как и в

§ 2.4, обозначить через E_λ , то по основной оси абсцисс будет отложена величина

$$\alpha = \frac{\int_0^\lambda E(\lambda, T) d\lambda}{\int_0^\infty E(\lambda, T) d\lambda}.$$

Соответствующие длины волн λ отложены по вспомогательной оси абсцисс ниже основной. Сравним рис. 9.30, а, б и 3.11 между собой. Спектральная область первого канала расположена в зо-

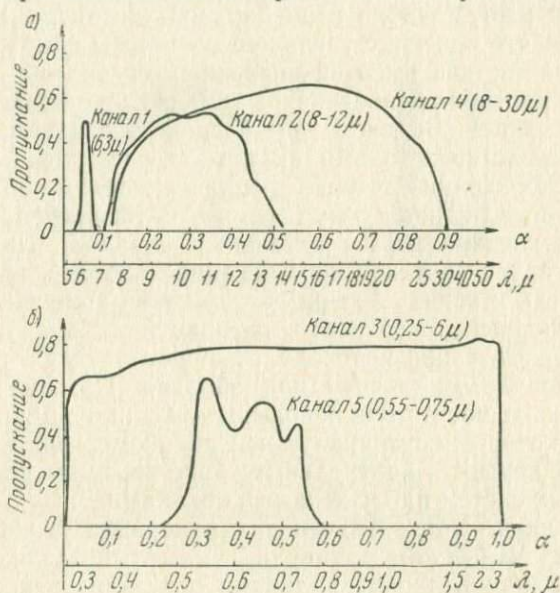


Рис. 9.30. Радиационные характеристики радиометрических каналов:

а — каналы 1, 2, 4; б — каналы 3, 5

не сильного поглощения инфракрасной радиации водяным паром, канал позволяет оценивать общее содержание водяного пара в атмосфере. Это канал радиационного гигрометра. Все рассмотренное выше в § 3.4 применимо к нему с той лишь поправкой, что радиационный поток проходит путь с меняющимся содержанием водяного пара, что следует учитывать при интегрировании уравнения (3.25).

Второй канал работает в той части инфракрасной области, где поглощение мало, в так называемом окне прозрачности. Это канал радиационного термометра (§ 2.4). Определив по по-

казаниям первого канала содержание водяного пара, можно рассчитать, какая часть потока поглощена водяным паром, и исключить таким образом искажающее влияние водяного пара на показания термометра. Правда, такая оценка грубая, но в спектральной области второго канала поглощение мало (именно поэтому и выбрана эта область), в связи с чем поправка на поглощение оказывается небольшой. Аналогично обстоит дело с поправками на поглощение углекислым газом и озоном, поглощение которыми в этой области еще меньше, чем водяным паром, но все же имеет место.

Для безоблачных территорий второй канал дает температуру подстилающей поверхности. Картина распределения температур, которую он дает, подобна изображенной на рис. 2.19. Разница лишь в том, что в связи с увеличением высоты прибора над Землей труднее достичь высокой разрешающей способности и соответственно картина распределения температур оказывается менее детализированной. Впрочем, чем больше исследуемая территория, тем меньшими деталями обычно интересуются.

При перемещении спутника в области, занятые облаками, показания второго канала резко меняются. Меняются при таком переходе показания и всех остальных каналов, однако второй канал реагирует на такое перемещение наиболее четко, причем как днем, так и ночью, ибо он реагирует на изменение температуры излучающей поверхности, которая как днем, так и ночью заметно меняется при переходе от подстилающей поверхности земли к облачному покрову или обратно. Поэтому показания второго канала могут быть использованы для обнаружения облаков. На некоторых спутниках такой облакомер является единственным, на других — контрольным, дополняющим показания телевизионных систем наблюдения за облаками.

Третий канал предназначен для измерения уходящей коротковолновой солнечной радиации, четвертый — для измерения уходящей длинноволновой радиации подстилающей земной поверхности или облачного покрова.

Наконец, пятый канал работает в области высокой чувствительности телевизионных трубок, применяющихся на спутниках; эта область близка к области видимого света. По его показаниям можно судить об освещенности Земли. Это представляет самостоятельный интерес и дополняет, кроме того, показания телевизионных систем.

Показания всех каналов радиометра в той или иной мере взаимосвязаны. Выше указывалось на связь показаний первого и второго каналов, но изменение содержания в атмосфере водяного пара, углекислого газа и других переменных компонент воздуха сказывается на показаниях и всех остальных каналов. Это видно из сравнения графиков (рис. 9.30, а, б и 3.11) между собой.

В свою очередь изменение температуры подстилающей поверхности или облачного покрова, которая измеряется вторым каналом, вызывает изменение спектрального состава радиационного потока (на ослабление которого реагирует первый канал) и тем самым изменение реакции первого канала. Следует иметь в виду, что по мере того как будет накапливаться опыт анализа результатов измерений со спутников и появятся новые каналы с другими характеристиками, связь между каналами окажется и более тесной, и более определенной.

Усовершенствование радиометров идет, во-первых, по линии применения большого числа каналов преимущественно с более узкими и более четко очерченными спектральными областями и, во-вторых, по линии применения радиометров с зондирующим радиационным лучом, меняя характеристики которого, можно проникать на различные глубины в атмосферу и получать надежные сведения о ее вертикальной структуре.

Делаются попытки применения новых детекторов вместо термисторов, чувствительность которых в радиометрах оказывается недостаточно высокой, и вместо фотосопротивлений, применение которых связано с необходимостью их глубокого охлаждения.

В частности, ведутся опыты применения детекторов инфракрасного излучения, выполненных из кристаллического сульфида кадмия (рис. 9.31). Кристалл укрепляется между двумя электродами, один из которых имеет окно. Под действием освещения видимым светом в кристалле возникает внутренний фотоэффект, и сопротивление R между электродами падает. Под действием инфракрасного облучения этот эффект ослабевает. Максимум чувствительности такого детектора к инфракрасной радиации при комнатной температуре лежит около 10 мкм. В этой области при комнатной температуре чувствительность обычных фотосопротивлений близка к нулю (см. § 1.4).

Представляют интерес попытки замены механических прерывателей (модуляторов) радиационного потока, имеющих ограниченный срок службы и требующих применения мотора, нежелательного в связи с создаваемыми им электрическими помехами и вибрациями аппаратуры. Для области видимого света известны модуляторы без движущихся частей, например ячейки Керра, в которых используется явление возникновения двойного лучепреломления в изотропном веществе под действием электрического

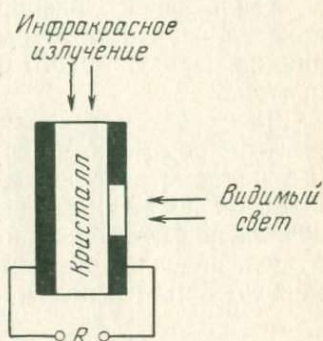


Рис. 9.31. Детектор инфракрасной радиации, не требующий охлаждения

поля. Такое вещество помещают между пластинами конденсатора, к которым приложено переменное напряжение, и пропускают световой поток сначала через призму Николя, затем через ячейку Керра, а затем через вторую призму Николя, скрещенную с первой; тогда при отсутствии напряжения на конденсаторе свет не проходит через систему, а под действием напряжения становится эллиптически поляризованным и тогда часть его проходит через вторую призму Николя, причем доля прошедшего света периодически меняется вслед за изменением напряжения — световой поток модулируется по амплитуде.

Аналогичное явление открыто для некоторых прозрачных кристаллов, через которые пропускается поток инфракрасной радиации. Практического применения в радиометрах оно еще не получило.

Выше рассматривались сравнительно узкоугольные радиометры. Кроме них, на спутниках устанавливаются широкоугольные радиометры с полем зрения в несколько десятков градусов с широкополосными фильтрами, охватывающими весь спектр солнечной или солнечной и земной радиации. Такие радиометры, будучи нацелены на Землю и на Солнце, позволяют определять альбедо Земли в целом (см. § 9.7).

§ 9.7. БАЛАНСОМЕРЫ

Выше рассматривались радиационные приборы, в которых принимались меры к ограничению спектральной области, где выполняются измерения, притом рассматривались измерения, выполняющиеся в сравнительно узком телесном угле. Однако для практических целей значительный интерес представляют также измерители всей суммы (баланса) радиационных потоков в широком диапазоне длин волн, в таком сочетании, в каком эти потоки участвуют в формировании температуры Земли и атмосферы (прямая солнечная радиация, рассеянная солнечная радиация, температурное излучение Земли и атмосферы). Все эти потоки, за исключением первого, приходят на любой участок земной поверхности или атмосферы из пространства в широком телесном угле. Так, например, на земную поверхность рассеянная радиация и излучение атмосферы приходят из полусферы. Излучение Земли на приподнятый над Землей приемник радиации приходит из телесного угла, величина которого зависит от высоты прибора над Землей, и т. д.

Основой существующих балансомеров является система двух или более тел (пластин, сфер, полусфер), по-разному воспринимающих радиационные потоки либо из-за различия в поглощательных способностях поверхностей, либо из-за различия в ориентировке относительно радиационных потоков. Непосредственно измеряется температура тел.

На рис. 9.32 показана система двух пластин, установленных параллельно земной поверхности. Пластины выполнены из хорошего теплопроводящего материала с той целью, чтобы горизонтальные градиенты температур оказались минимальными. Пластины отделены друг от друга теплоизолирующей прослойкой. Внешние поверхности пластин покрыты составом, хорошо поглощающим как коротковолновую солнечную радиацию, так и длинноволновое температурное излучение земли и атмосферы. Таким образом, различие в температурах пластин может создаваться только за счет различной ориентации их по отношению к радиационным потокам, именно к потокам, направленным сверху вниз (\downarrow) и снизу вверх (\uparrow).

Тепловой поток, направленный к единице поверхности верхней пластины, состоит из следующих частей: потока прямой солнечной радиации на поверхность пластины — J^\uparrow , рассеянной радиации Q^\uparrow , температурного излучения атмосферы E_a^\uparrow . Отсюда q_1 — количество тепла, поглощенного единицей поверхности верхней пластины,

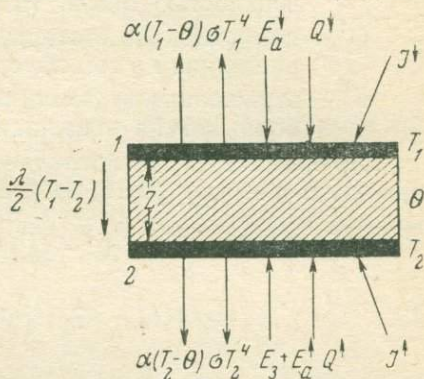


Рис. 9.32. К теории балансомера

$$q_1 = \delta_k (J^\uparrow + Q^\uparrow) + \delta_d E_a^\uparrow, \quad (9.84)$$

где δ_k и δ_d — соответственно коэффициенты поглощения коротковолновой и длинноволновой радиации поверхностью пластины.

В то же время единица поверхности верхнего диска будет терять количество тепла q_1' , которое, если пренебречь горизонтальными градиентами температуры в пластине, можно рассчитать по формуле

$$q_1' = f\sigma T_1^4 + \alpha(T_1 - \Theta) + \frac{\lambda}{z}(T_1 - T_2). \quad (9.85)$$

Первое слагаемое справа — температурное излучение пластины (σ — постоянная Стефана—Больцмана, f — коэффициент серости); второе слагаемое — теплоотдача в воздух (α — коэффициент теплоотдачи, Θ — температура воздуха), третье слагаемое — теплопередача через слой, разделяющий пластины (λ — коэффициент теплопроводности слоя, z — его толщина).

Для установившегося состояния $q_1 = q_1'$, т. е.

$$\delta_k (J^\uparrow + Q^\uparrow) + \delta_d E_a^\uparrow = f\sigma T_1^4 + \alpha(T_1 - \Theta) + \frac{\lambda}{z}(T_1 - T_2). \quad (9.86)$$

Аналогично для установившегося состояния нижней пластины можно написать:

$$\delta_{\kappa}(J^{\uparrow} + Q^{\uparrow}) + \delta_{\lambda}(E_3 + E_a^{\uparrow}) + \frac{\lambda}{z}(T_1 - T_2) = f\sigma T_2^4 + \alpha(T_2 - \Theta), \quad (9.87)$$

где E_3 — температурное излучение Земли (или облаков), дошедшее до прибора;

E_a^{\uparrow} — излучение воздуха, расположенного в слое между поверхностью Земли (или облаком) и балансомером;

Q^{\uparrow} — направленная в сторону прибора солнечная радиация, рассеянная в том же слое;

J^{\uparrow} — отраженная от Земли или облаков и дошедшая до прибора прямая солнечная радиация.

Перенесем в (9.87) последнее слагаемое правой части в левую часть и вычтем (9.87) из (9.86). Тогда

$$\begin{aligned} \delta_{\kappa}[(J^{\uparrow} - J^{\downarrow}) + (Q^{\downarrow} - Q^{\uparrow})] + \delta_{\lambda}[E_a^{\downarrow} - E_a^{\uparrow}] - E_3 &= \\ = f\sigma(T_1^4 - T_2^4) + \left(\alpha + 2\frac{\lambda}{z}\right)(T_1 - T_2). \end{aligned} \quad (9.88)$$

Если выбирать покрытия пластин так, чтобы коэффициенты поглощения δ_{κ} и δ_{λ} были бы близки к единице и различие между ними лежало бы в пределах точности балансных, вообще говоря, сравнительно грубых измерений, то в левой части (9.88) с точностью до множителя, равного

$$\delta_{\kappa} \approx \delta_{\lambda} = \delta, \quad (9.89)$$

окажется величина радиационного баланса на той высоте, где установлен прибор.

В частности, если прибор вблизи Земли или непосредственно над облаками, то

$$\left. \begin{aligned} E_a^{\downarrow} &= E_a^{\uparrow} A_{\lambda}, \\ J^{\downarrow} &= J^{\uparrow} A_{\kappa}, \\ Q^{\downarrow} &= Q^{\uparrow} A_{\kappa}, \end{aligned} \right\} \quad (9.90)$$

где A_{κ} — альbedo поверхности Земли (или облака) для коротковолновой радиации;

A_{λ} — то же, для длинноволновой.

Так как в соответствии с законом излучения Кирхгофа

$$A_{\kappa} \approx 0, \text{ то } E_a^{\downarrow} \approx 0. \quad (9.91)$$

Тогда в левой части (9.88) окажется радиационный баланс поверхности Земли (или облаков):

$$\begin{aligned} \delta [(J^\downarrow + Q^\downarrow)(1 - A) + E_a^\downarrow - E_s] = \\ = f\sigma(T_1^4 - T_2^4) + \left(\alpha + 2 \frac{\lambda}{z}\right)(T_1 - T_2). \end{aligned} \quad (9.92)$$

Если, наоборот, прибор за пределами атмосферы, то

$$E_a^\downarrow, Q^\downarrow = 0 \quad (9.93)$$

и слева окажется радиационный баланс Земли и атмосферы, т. е. планеты в целом

$$\delta [(J^\downarrow - J^\uparrow) - Q^\uparrow - (E_a^\uparrow + E_s)] = f\sigma(T_1^4 - T_2^4) + 2 \frac{\lambda}{z}(T_1 - T_2). \quad (9.94)$$

Упрощение в правой части связано с тем, что теплообмен пластин с окружающим пространством в этом случае осуществляется чисто радиационным путем, поэтому

$$\alpha \ll 2 \frac{\lambda}{z}. \quad (9.95)$$

Сумму величин $J^\uparrow + Q^\uparrow$ можно представить с помощью некоего результирующего альбеда планеты в целом:

$$J^\uparrow + Q^\uparrow = J^\uparrow A. \quad (9.96)$$

Тогда (9.94) переписывается в виде

$$\delta [J^\downarrow(1 - A) - (E_a^\uparrow + E_s)] = f\sigma(T_1^4 - T_2^4) + 2 \frac{\lambda}{z}(T_1 - T_2). \quad (9.97)$$

Если балансомер находится сравнительно низко над Землей в пределах плотных слоев атмосферы, то упрощение (9.95) оказывается недопустимым и в коэффициенте пропорциональности между радиационным балансом и разностью температур появляется коэффициент теплоотдачи α , который существенно зависит от скорости обдувания прибора воздушным потоком V и от давления воздуха p .

Чтобы ослабить эту зависимость, принимают следующие меры. Применяют фильтр с полосой пропускания, захватывающей весь наиболее интересный участок спектра от коротковолновой солнечной радиации до длинноволнового излучения атмосферы. Тогда под фильтром воздушный поток V равен нулю и коэффициент теплоотдачи (теплопроводности) становится зависимым только от p . Если герметизировать прибор с фильтром, то и давление p станет постоянным.

В наземных условиях в балансомерах без фильтров принимают меры к тому, чтобы максимально стабилизировать скорость воздушного потока относительно прибора: прибор заставляют либо вращаться (вращающийся балансомер), либо вибрировать (вибрационный балансомер), притом в обоих случаях с такой скоростью, чтобы она оказалась больше возможных колебаний скорости ветра.

Кроме того, жертвуя чувствительностью прибора, увеличивают $2 \frac{\lambda}{z}$ с той целью, чтобы в (9.88) и последующих уравнениях эта величина оказалась больше, чем α , тем самым ослабляют роль последней.

Во всех написанных выше формулах в их правых частях можно считать

$$T_1 - T_2 \ll T_1, T_2. \quad (9.98)$$

В связи с этим со сравнительно высокой степенью точности можно положить

$$T_1^4 - T_2^4 = 4T^3(T_1 - T_2), \quad (9.99)$$

где

$$T = \frac{T_1 + T_2}{2}. \quad (9.100)$$

Тогда в правых частях формул окажется величина

$$\left(4f\sigma T^3 + \alpha + 2 \frac{\lambda}{z}\right)(T_1 - T_2), \quad (9.101)$$

откуда видно, что для определения радиационного баланса надо сравнительно грубо измерять температуру прибора и точно — разность температур пластин. Именно поэтому измеряется непосредственно разность температур пластин балансомера с помощью дифференциального термометра.

Практическое использование для приборов, установленных на спутниках, полученных выше простых и удобных уравнений, осложняются двумя обстоятельствами принципиального характера.

Во-первых, в результате движения спутника (вращения вокруг оси, нутаций оси и т. п. движений) меняется его ориентация относительно радиационных потоков, вследствие чего температуры пластин становятся переменными и притом довольно сложными функциями собственно движения спутника.

Во-вторых, на прибор попадает температурное излучение самого спутника и отраженная от него солнечная радиация, что не учтено при выводе уравнений, причем эти потоки также меняются в результате упомянутых движений спутника.

Возможности устранения указанных усложняющих обстоятельств весьма ограниченные. Наиболее действенным является

жесткая активная ориентация спутника в целом и дополнительная также активная ориентация отдельного прибора или группы приборов.

Однако успехи в этом отношении пока еще довольно скромные (см. § 9.3). Поэтому стремятся не столько устранить упомянутые обстоятельства, сколько внести определенность во «взаимоотношениях» приборов со спутником.

Так, например, можно установить на спутнике металлические зеркала с известными радиационными характеристиками и использовать их в качестве эквивалента земной подстилающей

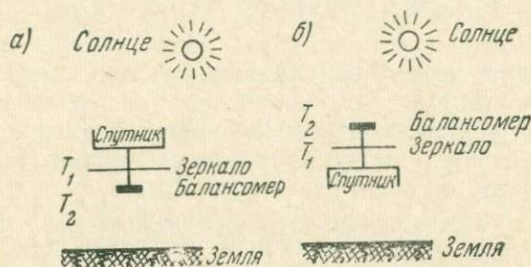


Рис. 9.33. Балансомер с экранирующим зеркалом:
а — смотрит вниз; б — смотрит вверх

поверхности, экранирующей прибор от спутника. Рассмотрим сначала момент времени, когда экранирующее зеркало горизонтально, а прибор смотрит вниз на Землю (рис. 9.33, а). Тогда по аналогии с полученными выше уравнениями

$$f\sigma T_{\text{зк}}^4 - J^\dagger(1 - A_{\text{зк}}) - Q^\dagger(1 - A_{\text{зк}}) - (E_a^\dagger + E_s) = \frac{1}{\delta} \left(4f\sigma T^3 + 2 \frac{\lambda}{z} \right) (T_1 - T_2). \quad (9.102)$$

Если отражательная способность зеркала в области коротких волн достаточно велика ($A_{\text{зк}} = 1$), то измерения разности температур пластин, температур прибора и зеркала дают возможность определить уходящую длинноволновую радиацию:

$$(E_a^\dagger + E_s) = f\sigma T_{\text{зк}}^4 - \frac{1}{\delta} \left(4f\sigma T^3 + 2 \frac{\lambda}{z} \right) (T_1 - T_2). \quad (9.103)$$

Для «черного» зеркала получаем сумму всех уходящих потоков:

$$J^\dagger + Q^\dagger + (E_a^\dagger + E_s) = f\sigma T_{\text{зк}}^4 - \frac{1}{\delta} \left(4f\sigma T^3 + 2 \frac{\lambda}{z} \right) (T_1 - T_2). \quad (9.104)$$

Если прибор смотрит вверх (рис. 9.33, б), то

$$J^{\downarrow} (1 - A_{\text{зк}}) = f\sigma T_{\text{зк}}^4 + \frac{1}{\delta} \left(4f\sigma T^3 + 2 \frac{\lambda}{z} \right) (T_2 - T_1). \quad (9.105)$$

В частности, в случае черного зеркала получим актинометр:

$$J^{\downarrow} = f\sigma T_{\text{зк}}^4 + \frac{1}{\delta} \left(4f\sigma T^3 + 2 \frac{\lambda}{z} \right) (T_2 - T_1). \quad (9.106)$$

Для зеркала с $A_{\text{зк}} = 1$ получим

$$f\sigma T_{\text{зк}}^4 = \frac{1}{\delta} \left(4f\sigma T^3 + 2 \frac{\lambda}{z} \right) (T_1 - T_2). \quad (9.107)$$

Этот результат может использоваться для контроля работы балансомеров.

Измерения оказываются определенными при любой ориентации и любой отражательной способности зеркал. Нужно только, чтобы и то и другое было известным. Выше говорилось о крайних случаях только ради наглядности. Установив несколько приборов с различными зеркалами, получаем возможность определить по отдельности столько составляющих радиационного баланса, сколько таких приборов установлено.

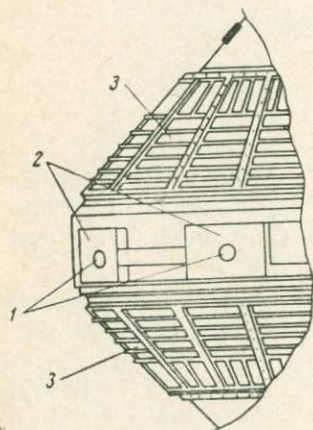


Рис. 9.34. Искусственный спутник земли типа «Эксплопер»:

Здесь требуется такая оговорка. Учет ориентации прибора не сложен, если принять, что уходящее излучение изотропно. Это является, однако, некоторым приближением к действительности, причем степень такого приближения пока еще недостаточно хорошо известна. Дело осложняется в связи с тем, что степень неизотропности зависит от стратификации атмосферы и от распределения облачности.

Чтобы результаты измерений в меньшей мере зависели от ориентации спутника, для неориентированных активно спутников переходят от пластин к сферам и полусферам. Тогда система двух пластин преобразуется в систему двух или более сфер или полусфер, включенных в термометрические схемы либо каждая в отдельности, либо попарно в дифференциальные схемы. Принципиальное различие, которое появляется при переходе от пластин к сферам, заключается в том, что пластины брались максимально идентичными, а сферы, наоборот, должны отличаться своими радиационными характеристиками.

На рис. 9.34 показаны полусферические радиационные датчики, установленные на одном из спутников. На рисунке видим два датчика 1 радиационных потоков на фоне двух экранирующих зеркал 2. Цифрой 3 обозначены солнечные батареи.

Всего на этом спутнике были установлены пять полусфер и одна сфера с различными радиационными характеристиками покрытий.

В заключение следует указать: наблюдения за отражательной способностью внешних поверхностей спутников показали, что с течением времени отражательная способность постепенно падает, при этом меняется и характер отражения — из зеркально отражающих поверхности постепенно превращаются в диффузно отражающие. По-видимому, это связано в основном с бомбардировкой поверхности метеоритной пылью. Аналогичным образом должны меняться свойства зеркал. Это обстоятельство следует иметь в виду при интерпретации результатов измерений с помощью балансомеров с зеркалами.

§ 9.8. НАБЛЮДЕНИЯ ЗА СОЛНЦЕМ

При наблюдениях за Солнцем, которое имеет сравнительно малый угловой размер (если измерительный прибор находится на Земле или на ИСЗ), необходимо достаточно точно навести прибор на Солнце. Поэтому на спутниках и других космических кораблях, с которых выполняются наблюдения за Солнцем, вне зависимости от способа ориентации корабля в целом солнечные измерители обычно имеют автономную активную ориентацию по Солнцу.

Ориентация двух или более ступенчатая. Первая предназначена для поиска Солнца в широком телесном угле и грубой наводки прибора (или его части) на Солнце. Вторая (и последующие, если они есть) имеет более узкий телесный угол наблюдения, в который попадает Солнце после грубой наводки.

На рис. 9.35 и 9.36 показан один из вариантов датчиков ориентации: грубой (1-я ступень, рис. 9.35) и точной (2-я ступень, рис. 9.36). Принцип действия обоих датчиков одинаков. Если датчик точно нацелен на Солнце, то освещенность фотоспротивлений ΦC_1 и ΦC_2 (рис. 9.35) оказывается одинаковой, и мост сопротивлений, в который они включены в качестве смежных плеч, оказывается в равновесии. При отклонении датчика от направления на Солнце одно из фотоспротивлений оказывается затененным в большей мере, чем другое. Это вызывает разбаланс

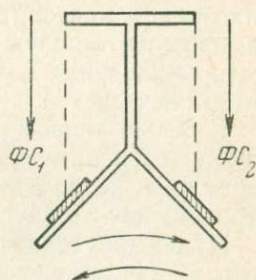


Рис. 9.35. Схема датчика грубой ориентации

моста. Сигнал разбаланса (рассогласования), будучи усилен до необходимого уровня и преобразован, поступает в исполнительную обмотку реверсивного двигателя. Последний будет поворачивать платформу с датчиками ориентации и измерительными до тех пор, пока не исчезнет сигнал рассогласования, т. е. до тех пор, пока датчик ориентации не окажется относительно Солнца в положении, изображенном на рис. 9.35, а измерительные датчики — нацеленными на Солнце.

Электрическая схема ориентации в принципе аналогична схеме автоматически уравнивающегося моста сопротивлений (§ 1.7), разница лишь в том, что мотор поворачивает не ползунки в искателе равновесия, а датчик относительно Солнца, причем фотосопротивления ΦC_1 и ΦC_2 выравниваются по величине не потенциометром, а в результате выравнивания их освещенности Солнцем.

Поскольку необходима ориентация приборов не в одной плоскости, а в пространстве, необходимы два идентичных датчика с взаимно перпендикулярными осями поворота и соответственно два двигателя.

Вариант датчика точной ориентации показан на рис. 9.36. Солнечный луч линзой I направляется на зеркальную пирамиду 2. Малейшее отклонение датчика от направления на Солнце вызывает относительное увеличение освещенности одного из четырех фотосопротивлений (ΦC_1 — ΦC_4) и появление сигнала рассогласования мостов, в которые в качестве смежных плеч включены пары противоположащих фотосопротивлений. Получив сигналы, моторы повернут платформу с датчиками на нужный угол, и сигнал исчезнет.

С целью экономии энергии в одном из вариантов солнечных измерителей активно ориентируются не датчики, а лишь легкое зеркальце, которое автоматически устанавливается так, что луч, отразившийся от него, попадает в измерительные приборы.

Измерение солнечной радиации со спутников можно выполнять в значительно более широком диапазоне спектра, чем при наземных, так как при внеатмосферной установке датчиков весь солнечный спектр оказывается неискаженным, в то время как при прохождении атмосферы коротковолновая часть спектра вплоть до $0,29\mu$ нацело срезается, а остальная часть спектра существенно искажается.

Принято делить солнечный спектр на такие части: видимый свет — от $0,4\mu$ до $0,76\mu$, инфракрасный участок с длиной волны более $0,76\mu$ — примерно вплоть до 100μ , ультрафиолетовый — от $0,4\mu$ до $10^{-2}\mu$ и рентгеновский от $10^{-2}\mu$ до $10^{-6}\mu$.

Измеряется не только электромагнитная энергия, но и корпускулярное излучение Солнца.

Приборы, предназначенные для измерения прямой солнечной радиации, принято называть актинометрами. Их называют так-

же фотометрами или телефотометрами. Приборы можно разделить на две основные группы. Первая — в которых электромагнитная энергия сразу же преобразуется в электрический сигнал, и вторая — в которых используются промежуточные преобразования, существенно растянутые во времени.

Измерение в инфракрасной и видимой частях спектра всегда выполняется только с помощью приборов первой группы, в более коротковолновой части применяются приборы обеих групп.

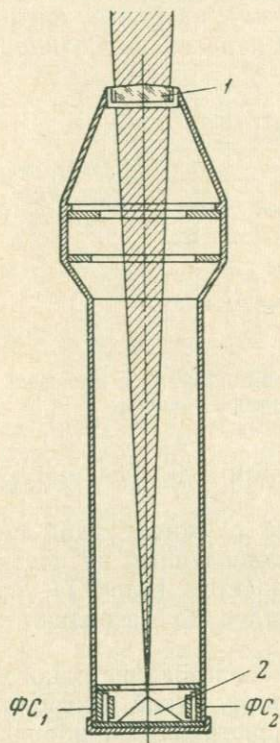
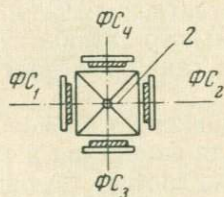


Рис. 9.36. Разрез датчика сигнала рассогласования



В зависимости от того, какой участок солнечного спектра исследуется, прибор обладает теми или иными специфическими особенностями. Можно, однако, дать блок-схему, достаточно общую для всех приборов первой группы (рис. 9.37).

Радиационный поток от Солнца проходит диафрагмирующее устройство 1 и попадает в оптический фильтр 2, вырезающий тот или иной участок спектра. Вместо фильтра может использоваться дифракционная решетка. В ультрафиолетовой части, особенно в его наиболее коротковолновой части, используется только последняя, так как достаточно надежно работающих оптических фильтров для этой части спектра нет.

Радиационный поток в исследуемой части спектра попадает на датчик 3, преобразуется им в электрический сигнал, далее усиливается (блок 4), затем в блоке 5 преобразуется в сигнал, наиболее удобный для запоминания или дистанционной передачи (см. гл. VIII).

Кроме измерительного датчика, аппаратура может включать в себя контрольный датчик 6. Он также может быть нацелен на Солнце, но при этом выбирается участок спектра, который либо достаточно стабилен во времени и может поэтому служить эталоном, либо надежно исследуется с наземных контрольных станций. Если контрольный датчик нацелен на Солнце, то он, как и

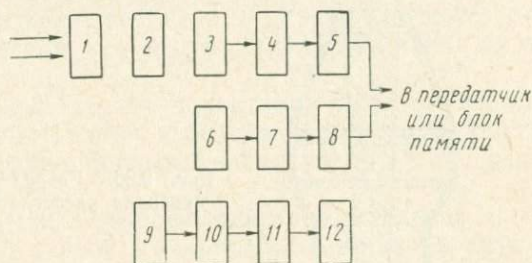


Рис. 9.37. Блок-схема актинометра с непосредственным преобразованием

измерительный, снабжен фильтром и диафрагмирующим устройством.

Эталоном излучения может служить какой-либо источник электромагнитной энергии, установленный на спутнике. Сигнал от контрольного датчика усиливается (блок 7), преобразуется (блок 8) и также передается далее для передачи или запоминания.

Принципиально возможно использование одного и того же датчика для измерения и контроля. Такой контроль более надежен, однако соответствующая конструкция прибора с учетом необходимости точного нацеливания на Солнце оказывается сложной и громоздкой.

Неотъемлемой частью актинометра, как уже указывалось ранее, является система ориентации: датчик ориентации 9, усилитель сигнала 10, преобразователь 11, двигатель 12.

Типовым актинометром второй группы является термолюминесцентный измеритель ультрафиолетового и рентгеновского излучения Солнца. В качестве датчика использован термолюминесцентный фосфор $\text{CaSO}_4(\text{Mn})$, который под действием коротковолнового излучения с длиной волны меньше $0,13\mu$ запасает энергию, а затем, если его нагреть, излучает эту энергию в видимой части спектра (максимум в зеленой части).

Максимальная яркость, создаваемая фосфором при нагревании (такой процесс называется высвечиванием), так же как и полная энергия этого излучения (так называемая светосумма), пропорциональна энергии ультрафиолетовой и рентгеновской, накопленной фосфором за время экспозиции. Излучение высвечивания может быть измерено с помощью фотоэлементов (гл. 1) соответствующей спектральной чувствительности. Таким образом, можно определить суммарную энергию излучения ультрафиолетовой и рентгеновской частей спектра.

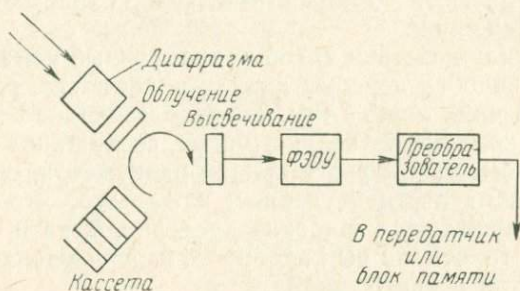


Рис. 9.38. Блок-схема измерения радиации с фосфорным датчиком

Количество энергии, запасенной фосфором, в широких пределах значений прямо пропорционально измеряемой энергии. Высвечиваемая же энергия пропорциональна ей лишь в случае достаточно длительного прогревания фосфора перед высвечиванием. Так как практически при космических измерениях время прогревания ограничено, то неполнота высвечивания учитывается путем введения соответствующего поправочного коэффициента. Последний тем больше отличается от единицы, чем меньше время прогрева. При увеличении времени он асимптотически стремится к единице.

Блок-схема измерителя УФ- и рентгеновского излучения показана на рис. 9.38. Очередная пластинка с фосфором из кассеты подается к тубусу, нацеленному на Солнце, а затем после экспозиции в нагреватель, где высвечивается. Радиационный поток, который создается при высвечивании, воспринимается фотоэлектроннооптическим усилителем. Выходной сигнал ФЭОУ преобразуется далее в вид, удобный для запоминания или передачи в эфир.

§ 9.9. РАДИАЦИОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ВЫСОТЫ ОБЛАКОВ

К рассмотренным выше радиометрам примыкает по принципу действия радиационный измеритель высоты облаков, в котором непосредственно измеряется степень поглощения радиаци-

онного потока теми или иными компонентами воздуха на узком спектральном участке.

Основное требование при выборе компонента сводится к тому, чтобы его содержание в атмосфере было более или менее постоянным. В противном случае задача становится определенной только после того, как будет измерено достаточно точно содержание этого компонента.

Основное требование при выборе спектрального участка заключается в том, чтобы на этом участке не было бы заметного поглощения другими компонентами, содержание которых может меняться во времени.

По принципу действия такой радиационный измеритель высоты облаков подобен первому каналу радиометра, рассмотренного в § 9.6. Разница лишь в том, что использование в качестве поглощающего компонента водяного пара, содержание которого измеряется с помощью первого канала радиометра, оказывается в измерителе облачности неудобным из-за того, что содержание пара может меняться в широких пределах. Кстати, если бы это не имело места, отпала бы надобность использования на спутниках радиометра первого канала.

Более подходящими являются углекислый газ и кислород, особенно последний, причем используется глубокая полоса поглощения, центрированная вблизи $\lambda = 0,76$ мкм. Эта полоса не перекрывается какими-либо другими полосами. Поэтому сравнение поглощения в этой полосе и рядом — между нею и ближайшей полосой поглощения водяным паром — надежно характеризует количество кислорода в столбе воздуха над облаком.

Ослабление радиационного потока J^λ в области длины волны λ на пути dz от облака до спутника может быть описано уравнением (см. § 3.4):

$$-dJ_\lambda = k_\lambda \gamma \rho J_\lambda dz, \quad (9.108)$$

где ρ — плотность воздуха:

k_λ — коэффициент поглощения радиации данным компонентом воздуха (он эквивалентен коэффициенту a в § 3.4);

γ — относительное содержание компонента в воздухе (по массе).

Если суммарное ослабление радиационного потока всеми остальными компонентами воздуха характеризовать суммарным коэффициентом k'_λ , то полное ослабление будет

$$-dJ_\lambda = [k_\lambda \gamma + k'_\lambda (1 - \gamma)] \rho J_\lambda dz. \quad (9.109)$$

Для длины волны λ_1 , расположенной вблизи исследуемой полосы поглощения, можно написать

$$-dJ_{\lambda_1} = k'_{\lambda_1} (1 - \gamma) \rho J_{\lambda_1} dz. \quad (9.110)$$

Интегрируя (9.109) и (9.110) по z при условии постоянства k_λ , k'_λ , γ , соответственно получим

$$\ln \frac{J_\lambda}{J_{0,\lambda}} = -[k_\lambda \gamma + k'_\lambda (1 - \gamma)] \int_{z_1}^{z_2} \rho dz, \quad (9.111)$$

$$\ln \frac{J_{\lambda_1}}{J_{0,\lambda_1}} = -k'_{\lambda_1} (1 - \gamma) \int_{z_1}^{z_2} \rho dz. \quad (9.112)$$

Введем в рассмотрение относительное ослабление радиационного потока β :

$$\beta = \frac{J_\lambda}{J_{\lambda_1}}. \quad (9.113)$$

Подставив (9.111) и (9.112) в (9.113), получим

$$\beta = \frac{J_{0,\lambda}}{J_{0,\lambda_1}} \exp \left[-k_\lambda \gamma \int_{z_1}^{z_2} \rho dz \right], \quad (9.114)$$

откуда масса атмосферы на пути луча

$$m = \int_{z_1}^{z_2} \rho dz = \frac{1}{k_\lambda \gamma} \ln \left[\frac{1}{\beta} \frac{J_{0,\lambda}}{J_{0,\lambda_1}} \right] \quad (9.115)$$

или при условии $J_{0,\lambda} = J_{0,\lambda_1}$ (9.116)

$$m = -\frac{1}{k_\lambda \gamma} \ln \beta. \quad (9.117)$$

Таким образом, измерив β , получим m , от которой, имея дополнительные сведения о вертикальном распределении температуры, можно перейти к искомой величине $\Delta z = z_2 - z_1$. Что следует понимать под этой величиной?

Если исследуется участок спектра излучения облака, то Δz — путь от облака до спутника. Если исследуется радиационный сигнал, посланный спутником вниз к облаку и вновь им воспринятый, то Δz — это двойное расстояние от облака до спутника (в этом случае сигнал должен быть модулирован, например по частоте, чтобы отличить его от солнечной радиации). Наконец, если исследуется солнечный луч, отраженный от облака, то под m следует понимать сумму масс атмосферы от ее верхней границы до облака и от облака до спутника. Под чувствительностью метода следует понимать величину

$$\frac{d\beta}{dm} = -k_\lambda \gamma e^{-m k_\lambda \gamma}. \quad (9.118)$$

Эта величина как функция $k_\lambda \gamma$ достигает максимума при

$$mk_\lambda \gamma = 1. \quad (9.119)$$

Условие (9.119) эквивалентно условию (3.29). Этого следовало ожидать, так как радиационные гигрометры и рассматриваемый измеритель по принципу действия подобны друг другу. Об этом уже говорилось выше.

В гигрометрах, пытаясь приблизиться к условию типа (9.119), можно менять расстояние между излучателем и приемником.

В рассматриваемом измерителе такой возможности нет. Остается произвольным выбор λ , k_λ и γ . При этом выбор сильно ограничивается следующими основными условиями. Выбранный участок не должен перекрываться полосами поглощения веществ, содержание которых переменено. Для выбранной области должны быть известны достаточно надежные приемники (детекторы) и излучатели (если радиационный сигнал искусственный).

Практически может использоваться, как уже указывалось выше, полоса поглощения кислородом. Не исключено использование других полос, в том числе и взаимно перекрывающихся. Могут выполняться одновременные измерения в области нескольких полос. При практических расчетах выведенные формулы должны быть усложнены прежде всего за счет того, что полосы пропускания могут быть сравнительно широкими и тогда интегрировать придется не только по z , но и по λ . Впрочем, расширение полосы представляет новые возможности варьировать параметры аппаратуры для достижения максимально возможной чувствительности.

Схемы радиационных измерителей высоты облаков подобны рассмотренным выше схемам радиационных гигрометров и термометров.

Рассмотренный способ измерения радиационных потоков используется также для различения на снимках или телевизионных изображениях облаков и снежного покрова. В этом случае задача существенно упрощается, так как при переходе от облаков любого яруса к снежному покрову масса атмосферы увеличивается значительно сильнее, чем при переходе от облаков одного яруса к облакам другого яруса.

§ 9.10. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ НАБЛЮДЕНИЯ ЗА ОБЛАЧНОСТЬЮ

Наблюдения за облачностью со спутников имеют целью определить высоту расположения облаков различных ярусов, их температуру и горизонтальное распределение: горизонтальную протяженность и форму облаков. По-видимому, в дальнейшем,

после того как будет накоплен материал наблюдений за облаками со спутников, будут введены численные характеристики форм облаков. Пока что, говоря о форме облачности, сравнивают их с типовыми картинками. Ясно, что при таком методе анализа облачности приходится передавать на Землю для дальнейшего анализа фотографические изображения облаков. Это осуществляется либо с помощью телевидения, либо с помощью инфракрасных радиометров, о которых уже говорилось выше. Горизонтальные границы облачности определяются с помощью радиометров довольно надежно, так как при переходе от безоблачного пространства к облакам или наоборот радиационная температура резко меняется, что служит сигналом перехода луча зрения радиометра через границу облачности. Этим практически исчерпываются возможности обычного радиометра.

Однако принципиальные возможности инфракрасной техники значительно больше. Применяя электроннооптические преобразователи (ЭОП), которые преобразуют инфракрасное излучение в видимое, можно получать изображения облачности и подстилающей поверхности Земли.

При телевизионных наблюдениях за облачностью на Землю нацеливается передающая телевизионная трубка с объективом, вырезающим тот или иной угол зрения. Обычно ставятся минимум две трубки с большим и малым углом зрения, причем изображение в узкоугольной камере находится внутри изображения в широкоугольной камере. Иногда ставится несколько пар трубок (см. ниже).

Основной недостаток видикона как передающей трубки телевизионной системы геофизического спутника связан с тем, что его чувствительность, хотя и велика по сравнению с обычными телевизионными трубками, но недостаточна для работы в сумерках и ночью. Имеются, однако, образцы видиконов с вторичными электроннооптическими преобразователями, которые в этом случае выполняют роль оптических усилителей. Если обычный видикон надежно работает при освещенности объектов $\sim 10 \div 10^2$ люкс, то такой усовершенствованный видикон (ему присвоено наименование эбикон) может работать при освещенности на 4—5 порядков меньшей. Эбикон может работать и при естественном ночном освещении.

Рис. 9,39 иллюстрирует принцип действия передающей трубки типа видикон. Именно она применяется в геофизических спутниках. Фотомишень видикона представляет собой тонкое плоское фотосоппротивление 1. На стеклянную основу 2, являющуюся передней стенкой передающей трубки, с внутренней стороны напыливают тонкую металлическую, так называемую сигнальную пластину 3, поверх ее наносится слой фотосоппротивления 1. Соппротивление и пластина крепятся металлическим кольцом 4 к корпусу трубки 5.

Основное требование к сигнальной пластине — высокая прозрачность для световых лучей, идущих от телеметрируемого объекта изображения, и достаточно низкое электрическое сопротивление. Наиболее употребительный материал для сигнальной пластины — золото.

Основное требование к материалу фотомишени — не слишком большая инерция при максимальной чувствительности к световому потоку. Именно ради повышения чувствительности и при-

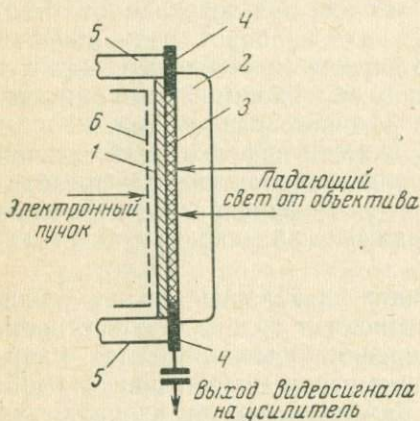


Рис. 9.39. Видикон

меняют в качестве передающих трубок на спутниках трубки с фотосопропротивлением, вместо обычно используемых в телевидении трубок-аналогов фотоэлементов с внешним фотоэффектом.

В одном из типов видеокон используется стибниговое фотосопропротивление (трехсернистая сурьма).

Различают видеоконны с малым и большим сопротивлением фотомишени, с пучком быстрых и медленных электронов. Рис. 9.39

сится к видеокону с высоким сопротивлением и медленными электронами.

Электронный прожектор (см. § 1.2) посылает сфокусированный пучок электронов. Вблизи фотомишени пучок тормозится сеткой 6, имеющей потенциал, близкий к потенциалу катода.

Чтобы уяснить, как работает видеокон, предположим сначала, что затвор объектива видеоконны закрыт — фотомишень в темноте и системой электростатических отклоняющих электродов или отклоняющей магнитной системой (в основном используется последняя) пучок последовательно обегает всю фотомишень по строчкам и по кадрам. Пучок заряжает обращенную к прожектору (левую по рисунку) сторону фотосопропротивления до некоторого потенциала, близкого к потенциалу катода.

Сигнальная пластина имеет потенциал на несколько десятков вольт выше катода (обычно на 20—30 в). Таким образом, после пробега пучка по мишени между левой и правой сторонами фотосопропротивления будет создана разность потенциалов. Мишень можно рассматривать как сумму большого числа элементарных конденсаторов, у которых правые пластины соединены вместе сигнальной пластиной (имеющей, как уже указывалось, сравнительно небольшое сопротивление), а левые пластины разоб-

Конденсаторы будут постепенно разряжаться, однако очень медленно, так как сопротивление утечки (в роли которого выступает темновое омическое сопротивление фотомишени по направлению, перпендикулярному к поверхности) велико.

Откроем на несколько миллисекунд затвор объектива. Сопротивление участков мишени в направлении, перпендикулярном к поверхности, окажется обратно пропорциональным освещенности. Распределение сопротивлений участков по плоскости (рельеф сопротивлений) будет повторять освещенность объекта, на который нацелена трубка, т. е. будет соответствовать изображению объекта в черно-белых тонах.

Пока затвор открыт и рельеф сопротивлений существует, упомянутые выше конденсаторы будут разряжаться на тех участках сильнее, которые больше освещены. После закрытия затвора на левой стороне мишени окажется рельеф потенциалов, повторяющий рельеф сопротивлений, т. е. само изображение. Этот рельеф будет существовать долго, так как при закрытом затворе сопротивление на всех участках восстанавливается до максимального темнового значения и заряд конденсаторов практически прекращается.

Изображение будет храниться, пока электронный луч снова не обожит мишень и не восстановит потенциал левой стороны мишени. Ток, который течет при восстановлении потенциала от сигнальной пластины на усилитель, представляет собой видеосигнал — полезную информацию, являющуюся электрическим аналогом изображения. Таким образом, появляется возможность процесса изображения объекта на мишени и его считывания с мишени сделать существенно различными по длительности: быстрое изображение объекта на мишени и медленное считывание. Так осуществляется оперативная память изображений в видеиконе.

Особенности телевизионных систем на погодных спутниках, в которых изображение непосредственно не передается на Землю, связаны с двумя обстоятельствами. Во-первых, как и всякая другая информация, телевизионная информация передается только во время прямой радиосвязи спутника с приемной наземной станцией. В остальное время изображения должны запоминаться в блоке долговременной памяти в ожидании команды с Земли о начале передачи накопленных изображений.

Во-вторых, приходится думать об экономии электроэнергии, необходимой для функционирования передающей части телевизионной системы. Можно показать, что уменьшить потребляемую мощность передающей стороны телевизионной системы можно, уменьшив рабочую полосу частот, а это влечет за собой увеличение времени считывания изображения. Именно в связи с этим время считывания изображения на видеиконе увеличивают по сравнению с обычным примерно на два порядка, доводят его до

нескольких секунд. Чтобы изображение на экране видикона, движущегося вместе со спутником, не оказалось «смазанным», затвор объектива системы открывают только на несколько миллисекунд, а считывание производят при закрытом затворе. Разумеется, что при этом фотографирование Земли выполняется дискретно с частотой, обратно пропорциональной времени считывания. Сужение полосы частот увеличивает отношение полезного сигнала к шуму на выходе РТС. Это вторая причина, по которой сужают рабочую полосу частот.

Об оперативной памяти трубки говорилось выше. Для долговременного запоминания изображения используется магнитная запись изображений (видеомагнитофон).

При фотографировании Луны применялся другой вид долговременной памяти. Объект (Луна) фотографировался, пленка обрабатывалась на борту космического корабля, далее световой луч «прочитывал» пленку, результаты поступали в радиоканал. Качество снимков получалось очень высоким. Однако такой способ не

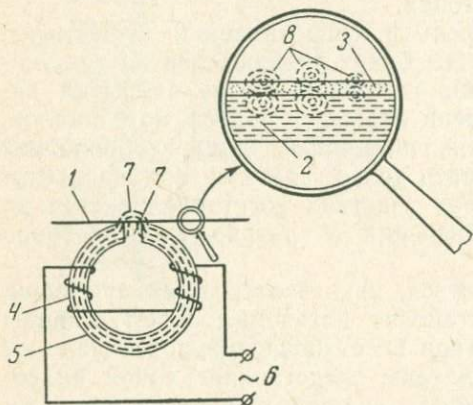


Рис. 9.40. Принцип магнитной записи

пригоден для погодных спутников, когда требуется значительно большее количество снимков, а фотографирование и телепередача должны выполняться значительно оперативнее. Видеомагнитофон в таких случаях имеет явное преимущество. Никаких химических, медленно действующих процессов он в себя не включает, материал для запоминания — магнитная лента — используется многократно.

Принцип действия магнитофона иллюстрируется рис. 9.40. Магнитная лента 1 выполнена из эластичного материала 2, на который нанесен так называемый магнитный носитель 3 — лак, содержащий ферромагнитный порошок (окись железа). Он способен длительное время сохранять остаточное намагничивание. Если по обмотке 4 магнитной записывающей головки 5, которая представляет собой в сочетании с обмоткой электромагнит, пропускать меняющийся во времени электрический сигнал 6, то в зазоре 7 головки вслед за изменением этого сигнала будет меняться напряженность магнитного поля. Соответственно этому на движущейся ленте будет меняться намагниченность, что создаст на ней «узоры» 8, отображающие изменение сигнала.

При считывании лента движется мимо головки воспроизведения, в принципе такой же по устройству, как записывающая. В ее обмотке индуцируется электрический сигнал тем большим чем больше остаточная намагниченность того участка ленты, который в данный момент находится около затора головки. Таким образом, воспроизводится записанный сигнал.

Информация на магнитной ленте (или барабане) может храниться неограниченно долго. Чтобы уничтожить ее (стереть), надо пропустить через обмотку так называемой стирающей головки переменный электрический сигнал с частотой, значительно более высокой, чем частота сигнала информации, притом амплитуда стирающего сигнала повышается по сравнению с записанным. Стирающая головка — это также записывающая. Поэтому при ее включении записанный ранее сигнал будет «забит» стирающим, причем по мере постепенного удаления от головки вместе с движущейся лентой каждого участка ленты, воздействие на него головки постепенно убывает и намагниченность плавно убывает до нуля, после чего он готов к записи очередной информации.

Иногда для лучшего стирания ставят последовательно две стирающих головки, вторая с большей частотой, но меньшей амплитудой стирающего сигнала. Можно провести такую аналогию системы двух головок с пашней. Первая выполняет роль плуга, взрыхляющего и грубо выравнивающего почву, а вторая — роль бороны, с помощью которой достигают максимального выравнивания.

Если записываемый сигнал меняется сравнительно медленно, то при считывании при не слишком большой скорости движения ленты (или барабана) амплитуда сигнала окажется недостаточной для дальнейшего усиления. В таких случаях сигнал, подлежащий регистрации, сначала модулируется (по амплитуде или по частоте), затем записывается, а демодулируется (детектируется) после воспроизведения, причем не обязательно сразу, а в некоторых случаях только на принимающей стороне при подходе сигнала к регистрирующему устройству.

В спутниковых магнитофонах всегда приходится применять модуляцию сигнала изображения, так как сигнал сплошь и рядом оказывается не периодическим и уж, во всяком случае, недостаточно высокочастотным. Впрочем, дело не только в этом. Для качественного усиления сигналов необходимо, чтобы полоса частот усилителей была бы не слишком большой. Применяя модуляцию, выбираем необходимую полосу усиления, в то время как полоса частот немодулированного сигнала заранее неизвестна, известно лишь, что она окажется значительно шире, чем при применении модуляции. При телепередаче изображения также желательно сузить полосу частот, об этом говорилось выше.

Модуляция сигнала в видеомэгнитофонах, как правило, применяется частотная.

При использовании магнитной памяти в телеметрии, в частности при записи и воспроизведении изображений, особое внимание приходится обращать на регулировку скорости движения ленты как при записи, так и при воспроизведении. При непостоянной скорости движения ленты сигнал будет соответственно искажен.

Можно создать систему автоматического регулирования, которая будет строго выдерживать заданную скорость движения



Рис. 9.41. Шторм в Северной Атлантике



Рис. 9.42. Облачные «улицы»

ленты. Однако применение такой сравнительно сложной и громоздкой системы на борту спутника затруднительно. Поэтому используют другой прием. На ленту одновременно с полезной информацией записывают опорный контрольный сигнал. Искажения этого сигнала, обязанные своим происхождением непостоянству скорости движения ленты, автоматически выделяются (дискриминируются) и используются для управления скоростью движения магнитной ленты на принимающей стороне РТС на Земле. Корректируя скорость движения ленты на Земле в соответствии с тем, как она менялась на борту спутника, можно исключить упомянутые искажения.

Из сказанного ясно, насколько упрощается аппаратура на спутниках, если они работают в режиме непосредственной передачи результатов измерений на Землю. Две типовые фотографии облачности показаны на рис. 9.41 и 9.42. На первой из них четко виден шторм. Серия последовательных фотографий тако-

го типа дает возможность достаточно надежно информировать об угрозе районам, на которые надвигается штормовая погода. На втором рисунке видна облачная система, так называемая система облачных улиц.

Чтобы выполнить количественный анализ результатов телевизионных наблюдений за облачностью, необходимо осуществить привязку каждого из кадров к местности — к географической сетке Земли. Как сам способ привязки, так и его точность зависят от способа ориентации спутника.

Если спутник активно ориентирован по Земле, то для телевизионного изображения на экране несканирующей трубки до-



Рис. 9.43. Серия последующих фотографий облачности

статочно знать три координаты, которые определяют точку расположения спутника относительно Земли: широту, долготу, высоту над Землей. Эти координаты дают станции слежения за траекторией спутника.

Если трубка сканирует, то дополнительно нужно знать угол сканирования. Он может определяться по сигналам датчика горизонта.

Если спутник пассивно ориентирован, то для привязки кадров необходимо дополнительно знать, как ориентирована оптическая ось телевизионной трубки. Это определяется по сигналам датчиков спутника, например датчика инфракрасного горизонта и датчика слежения за Солнцем.

При дешифрировании фотографий, кроме привязки, требуется еще устранение различного рода искажений масштаба снимков, возникающих из-за изменения угла между оптической осью трубки и вертикалью, из-за того, что объект фотографирования не плоский (что особенно сказывается для тех кадров, когда ось трубки существенно отклонена от вертикали), из-за несовершенства оптической системы, дающей искажения по краям кадров и т. д.

На рис. 9.43 показана серия взаимно ориентированных следующих друг за другом кадров, полученных пассивно ориентированным спутником.

§ 9.11. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА

Рис. 9.7 (§ 9.2) показывает, насколько безнадежны попытки измерения температуры воздуха на больших высотах с использованием обычных методов. Термометрическое тело-датчик может иметь на больших высотах температуру, на несколько сотен градусов отличающуюся от температуры воздуха. На высотах, где наблюдается свободно-молекулярное течение, неприменимым оказывается и акустический метод, хотя в этом методе термометрическое тело как таковое отсутствует. Плотность воздуха на этих высотах оказывается недостаточной для передачи звукового сигнала на расстояние.

На больших высотах принципиально могут быть использованы два совершенно различных способа измерения температуры воздуха: термодиффузионный и спектральный.

Явление термодиффузии (эффузии) достаточно хорошо изучено в широком диапазоне условий, в частности при свободно-молекулярном движении. Принцип действия эффузионных термометров заключается в следующем. Если в условиях свободно-молекулярного движения измерять количество газовых частиц, проникающих в некоторый движущийся с большой скоростью сосуд, соединяющийся с атмосферой через отверстие в нем, то результат измерений будет существенно зависеть от ориентации отверстия относительно направления движения сосуда и от его температуры.

Если сосуд находится в покое или движется, но плоскость отверстия параллельна направлению движения, то, как легко понять, число частиц, влетающих в сосуд через отверстие в единицу времени n_{\pm}^0 , пропорционально числу частиц в единице объема n , площади отверстия πr^2 (считаем его круглым) и скорости теплового движения частиц воздуха. Если в качестве характеристики скорости теплового движения частиц использовать среднюю скорость [см. формулу (9.9), § 9.2], то, как показывает детальный расчет, коэффициентом пропорциональности оказывается число $\frac{1}{4}$:

$$n_{\pm}^0 = \frac{1}{4} n \bar{v} \pi r^2. \quad (9.120)$$

Если отверстие выполнено в виде трубки длиной L , то (это показано экспериментально) число вылетающих частиц

$$n_{\pm} = n_{\pm}^0 \frac{8r}{3L}. \quad (9.121)$$

Подставив (9.120) в (9.121) и используя для \bar{v} формулу (9.9) § 9.2, получим

$$n_{\leftarrow} = \frac{4}{3} n \frac{r^3}{L} \sqrt{\frac{2\pi N k T}{\mu}}, \quad (9.122)$$

где T — температура воздуха.

Если в сосуде температура T_1 и число частиц воздуха в единице объема n_1 , то из объема через трубку вылетает в единицу времени

$$n_{\rightarrow} = \frac{4}{3} n_1 \frac{r^3}{L} \sqrt{\frac{2\pi N k T_1}{\mu}}. \quad (9.123)$$

Для установившегося состояния

$$n_{\rightarrow} = n_{\leftarrow}, \quad (9.124)$$

откуда искомая температура

$$T = T_1 \left(\frac{n_1}{n} \right)^2. \quad (9.125)$$

Дополнительную информацию с целью определения n можно привлечь, установив второй же сосуд с отверстием навстречу движению. Тогда при достаточной большой скорости движения сосуда (спутника) по сравнению с тепловой скоростью движения молекул (см. табл. 9.2)

$$n_{\leftarrow} = n\pi r^2 V, \quad (9.126)$$

где V — скорость движения спутника.

Для установившегося состояния

$$n\pi r^2 V = \frac{4}{3} n_2 \frac{r^3}{L} \sqrt{\frac{2\pi N k T_2}{\mu}}, \quad (9.127)$$

где T_2 и n_2 — соответственно температура и число частиц в единице объема во втором сосуде.

Подставив n из (9.127) в (9.125), получим

$$T = \frac{9\pi}{32} \frac{L^2 \mu V^2}{r^2 k N} \frac{T_1}{T_2} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2. \quad (9.128)$$

Таким образом, измерив температуры, состав и число частиц в сосудах (т. е. плотность воздуха), можно рассчитать температуру наружного воздуха. Если ось трубки не совпадает с направлением движения, то в (9.128) вместо V следует использовать составляющую скорости по оси трубки. Если же длина трубки мала по сравнению с размером отверстия, то (9.121) не нужна. Тогда из окончательного уравнения (9.128) исчезнут L , r и изменится численный коэффициент. Читателю предлагается получить такое уравнение, аналогичное (9.128).

Принципиально рассмотренный метод прост, однако на пути его практического использования много трудностей. Основные из них следующие. Частицы воздуха, а следовательно, и сосуд окажутся заряженными, что несколько усложнит условие прохождения частиц через трубку. Придется либо принять меры к нейтрализации зарядов, либо учесть их влияние при интерпретации результатов измерений.

Другое затруднение связано с использованием формулы (9.9) § 9.2, которая получена из предположения, что распределение частиц воздуха по скоростям подчиняется закону Максвелла. Однако для высоких слоев это является лишь правдоподобным предположением. Наконец, имеются чисто технические трудности, связанные с измерением n_1 и n_2 . Манометры позволяют по измеренным значениям давления и температуры и далее по уравнению состояния газа (если считать, что оно известно) рассчитать n . Однако точность обычных манометров может оказаться недостаточной, придется использовать специфические для больших высот, сравнительно сложные методы (см. § 9.5).

Измерение спектров излучения и поглощения атомов и молекул газов, входящих в состав атмосферного воздуха, принципиально позволяет делать заключение не только о количестве этих газов, но и об их температуре.

Если изменение количества того или иного газа в толще атмосферы вызывает изменение глубины соответствующих спектральных полос излучения и поглощения, то изменение температуры газа вызывает изменение ширины характерной для него спектральной полосы излучения. Рассмотрим причины, определяющие ширину спектральной полосы излучения.

Излучая электромагнитную энергию, осциллирующий электрон переходит на более низкий энергетический уровень. Суммарное излучение коллектива электронов, находящихся в различных стадиях жизни, в силу этого содержит в себе набор хотя и близких друг к другу, но не равных частот. Ширина соответствующего спектра частот, обусловленная потерей энергии в результате излучения, называется *естественной шириной*.

Границами полосы считаются те участки спектра, где энергия в два раза меньше максимальной. В связи с этим ширина полосы часто называется *полушириной*. Естественная ширина зависит только от частоты излучения ν (обычно в расчет вводят частоту середины полосы), заряда e и массы электрона m :

$$\Delta\nu_{\text{ест}} = \frac{4\pi e^2 \nu^2}{3C^3 m}, \quad (9.129)$$

где C — скорость света.

Если перейти к длинам волн λ и $\Delta\lambda$:

$$\lambda = \frac{C}{\nu}, \quad (9.130)$$

$$\Delta\lambda = -\frac{C}{v^2} \Delta v, \quad (9.131)$$

то

$$\Delta\lambda_{\text{ест}} = -\frac{C}{v^2} \Delta v_{\text{ест}} = -\frac{4\pi e^2}{3C^2 m}. \quad (9.132)$$

Знак «минус», свидетельствующий о том, что увеличение частоты соответствует уменьшению длины волны, может быть, разумеется, отброшен. Тогда

$$\Delta\lambda_{\text{ест}} = \frac{4\pi e^2}{3C^2 m}. \quad (9.133)$$

Естественная ширина длин волн оказывается строго постоянной величиной. Подставив численные значения e , C , m , получим

$$\Delta\lambda_{\text{ест}} = 1,18 \cdot 10^{-12} \text{ см} = 1,18 \cdot 10^{-4} \text{ \AA}.$$

Эффект Доплера, обусловленный тепловым движением излучающих атомов (или молекул), увеличивает ширину полосы излучения. Приблизительно доплеровское тепловое уширение может быть рассчитано следующим образом. Если температура газа T , молекулярный вес μ , то

$$\frac{\mu}{N} \cdot \frac{\bar{V}_\mu^2}{2} = \frac{3}{2} kT, \quad (9.134)$$

где N — число Авогадро;

k — постоянная Больцмана;

V_μ — скорость теплового движения атомов.

Будем считать, что уширение определяется наиболее характерной среднеквадратичной скоростью $\sqrt{\bar{V}_\mu^2}$. В таком случае доплеровское тепловое уширение полосы частот следует принять равным отношению скоростей атомов и света

$$\frac{\Delta v_{\text{дп}}}{v} = 2 \frac{\sqrt{\bar{V}_\mu^2}}{C}. \quad (9.135)$$

Коэффициент 2 необходим, чтобы учесть тепловое движение молекул по лучу зрения в обе стороны. Подставив (9.134) в (9.135), получим

$$\frac{\Delta v_{\text{дп}}}{v} = \frac{2}{C} \sqrt{\frac{3 k T N}{\mu}}. \quad (9.136)$$

Если перейти к длинам волн λ , отбросив, как и выше, знак «минус», то

$$\frac{\Delta v_{\text{дп}}}{\lambda} = \frac{2}{C} \sqrt{\frac{3 k T N}{\mu}}. \quad (9.137)$$

Вывод можно несколько уточнить, заменив (9.129) функцией распределения энергии излучения по частотам и заменив (9.134) функцией распределения молекул или атомов по скоростям теплового движения (обычно используется максвелловское распределение). Тогда, рассчитав доплеровское изменение всех частот в результате движений всех атомов или молекул с характерными для них скоростями, получим вызванную ими деформацию функции распределения энергии по частотам. Найдя точки с деформированной кривой, в которых энергия в два раза отличается от максимальной, найдем тем самым уточненное уширение полосы. Если принять максвелловское распределение по скоростям, то в результате уточнения в (9.137) появится дополнительный численный множитель 1,35. Сам же вид формулы (9.137) останется без изменений.

О чувствительности доплеровского уширения к температуре можно судить по величине

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{\Delta\lambda_{\text{дп}}}{\lambda} \right) = \frac{1}{c} \sqrt{\frac{3kN}{\mu T}}. \quad (9.138)$$

Подставив для примера в (9.137), (9.138) численные значения величин при $T = 300^\circ \text{K}$ для водорода ($\mu = 1$), получим

$$\frac{\Delta\lambda_{\text{дп}}}{\lambda} = 1,8 \cdot 10^{-5}.$$

Если $\lambda \approx 10^{-4} \text{ см}$, то $\Delta\lambda_{\text{дп}} \approx 10^{-9} \text{ см} = 10^{-1} \text{ \AA}$. Таким образом, доплеровское уширение в видимой части спектра значительно превосходит естественную ширину. Для чувствительности при тех же условиях получим

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{\Delta\lambda_{\text{дп}}}{\lambda} \right) = 0,30 \cdot 10^{-7} \text{ град}^{-1}.$$

Следует обратить внимание на то, что с понижением температуры чувствительность повышается. В этом отношении измерения в атмосфере оказываются в преимущественном положении по сравнению с теми основными измерениями в технике, где используется доплеровское уширение (исследование термоядерных реакций и др.).

Чтобы выделить в чистом виде доплеровское уширение, необходимо знать все остальные причины, в результате которых также может наблюдаться уширение.

Так, дополнительное уширение наблюдается, если газ находится в достаточно сильном магнитном или электрическом поле (эффекты Зеемана и Штарка). Кроме того, при взаимных столкновениях атомов или молекул происходит обмен энергии и, как следствие, изменение частоты излучения и ширины полосы. Это

так называемое ударное уширение. С увеличением длины свободного пробега атомов и молекул (см. § 9.2) этот эффект резко ослабевает. Наконец, турбулентное движение газа или его упорядоченное движение относительно спутника или ракеты также вызывает доплеровское уширение полос.

Учет всех указанных факторов, усложняющих выделение полезной информации о доплеровском тепловом уширении, принципиально возможен, хотя и связан с трудностями не только вычислительного, но и принципиального характера. Для выделения полезной информации используются отличия в характере зависимостей различных уширяющих эффектов от молекулярного веса газов, от частоты излучения, от угла между векторами искажающих полей и лучом зрения и т. п.

Так, например, уширение, связанное с эффектом Зеемана, не зависит от молекулярного веса излучающего газа, а доплеровское уширение существенно зависит. Поэтому, сравнив уширение полос излучения двух газов, входящих в состав воздуха, можно выделить доплеровское уширение на фоне зееманова уширения и т. п.

Одна из принципиальных трудностей практического использования метода обусловлена тем, что прибор воспринимает суммарное излучение, идущее от различных слоев атмосферы, причем температуры различных слоев, вообще говоря, не одинаковы.

Легко понять, что ширина полосы определяет максимальную температуру, а распределение интенсивности полосы по ширине зависит от расположения слоев с различными температурами. Фотометрически исследуя несколько полос, можно делать заключение о распределении температуры воздуха с высотой, тем более определенное, чем большее число полос исследуется.

Температура атмосферы может также определяться по спектроскопическому анализу света, испускаемого химикалиями, заброшенными на заданную высоту с помощью ракет или спутников. В таком случае указанная выше трудность интерпретации результатов измерений отпадает.

Следует иметь в виду, что в настоящее время при исследовании плазменного состояния веществ в лабораторных условиях предпринимаются попытки использовать самые различные принципы зондирования плазмы, в частности основанные на трансформации электромагнитных сигналов при прохождении плазмы. Не все они пока еще проработаны применительно к атмосфере — арсенал средств зондирования плазмы использован пока еще далеко не полностью.

В заключение необходимо заметить, что привычное для обычных условий понятие о температуре газов — величине, прямо пропорциональной среднеквадратичной скорости частиц газа, в условиях свободно-молекулярного движения усложняется в связи с тем, что отдельные группы частиц из-за малой частоты соударе-

ний ведут себя независимо и характеризуются своей собственной скоростью теплового движения, зависящей от их массы. Поэтому вводят понятие о температуре отдельных групп частиц (атомов, ионов, электронов), причем они могут значительно отличаться друг от друга. Несколько условным становится понятие о молекулярном весе газа, значение которого необходимо для интерпретации результатов измерений (см. соответствующие формулы).

Более того, иногда приходится для одних и тех же частиц вводить понятие о температуре, связанное с тем или иным видом степеней свободы частиц (поступательное или вращательное движения).

§ 9.12. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ НАБЛЮДЕНИЯ

Применительно к измерениям со спутников следует различать пассивную радиолокацию (ПРЛ) и обычную активную (АРЛ). Рассмотрим сначала ПРЛ.

В § 2.4 рассматривалось температурное излучение тел. Интенсивность излучения как функция длины волны с увеличением последней быстро убывает, однако даже в области сантиметрового и дециметрового диапазонов (т. е. в области радиоволн, используемых обычно в радиолокации) оно все же остается величиной конечной и может быть зафиксировано радиоприемниками.

При такой пассивной радиолокации (ее называют также радиотеплокацией) различаются Земля, водные поверхности, облачный покров.

Если при измерении ИК (инфракрасной)-радиации они отличаются главным образом из-за различия интенсивностей излучений, обусловленных различием температур, то при ПРЛ отличие связано прежде всего с различной излучательной способностью упомянутых поверхностей в диапазоне радиоизлучения.

В диапазоне ИК-радиации все они по своим излучательным свойствам близки к абсолютно черному телу (отличие их температур определяется главным образом различием в температуропроводности), в диапазоне радиоизлучения не столь близки и притом все в различной мере.

На рис. 9.44 изображена береговая черта, полученная с помощью ПРЛ, установленного на самолете. По рисунку можно судить о возможности использования ПРЛ для наблюдения за облачностью.

Главная трудность применения ПРЛ связана со слабостью радиотепловых сигналов. Уровень этих сигналов ниже уровня собственных шумов современных приемников. Чтобы выделить полезный радиотепловой сигнал на фоне шума, используют в основном два приема: а) интегрирование сигнала по времени, б) модуляцию полезного сигнала с последующим подавлением

помех с помощью узкополосного фильтра. Поясним смысл этих приемов. Они применяются не только в ПРЛ, но и при других измерениях сравнительно слабых сигналов.

Сущность подавления шумов интегрированием иллюстрируется рис. 9.45, а, б.

Предположим, что имеется полезный сигнал $x=x(\tau)$ и шум $y=y(\tau)$ (рис. 9.45, а). Поставим на пути прохождения сигналов интегратор (см. § 1.2). Очевидно, что интеграл от полезного сигнала будет постепенно расти со временем, интеграл же от сигнала

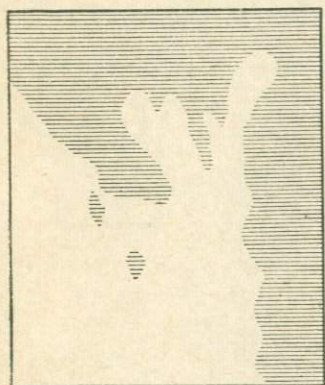


Рис. 9.44. Изображение береговой черты, полученное ПРЛ на самолете

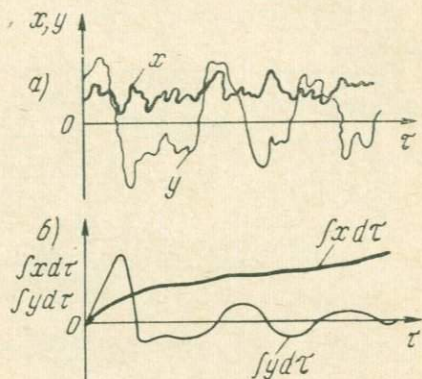


Рис. 9.45. Подавление шумов интегрированием:
а — исходные сигналы; б — после интегрирования; x — сигнал; y — шум

ла-шума будет постепенно уменьшаться по абсолютной величине со временем (рис. 9.45, б).

Чем больше время интегрирования, тем относительно большим оказывается полезный сигнал. Максимально возможное время интегрирования обычно определяется условиями задачи, для решения которой выполняются измерения. Так, для ПРЛ на спутниках оно лимитируется движением спутника в целом и сканированием оптической оси ПРЛ, в результате чего при большом времени интегрирования, большем, чем возможное время экспозиции, изображение окажется «размазанным».

Смысл второго приема поясним рис. 9.46, на котором изображена блок-схема модуляционного ПРЛ.

Радиотепловой сигнал от антенны по волноводу поступает в модулятор, представляющий собой отрезок волновода, вдоль оси которого расположен ферритовый стержень. Этот отрезок волновода находится в зазоре внешнего электромагнита. При пропускании тока по обмотке электромагнита волновое сопротивление участка волновода с ферритом резко возрастает, вызывая почти полное затухание сигнала.

По обмотке электромагнита пропускают периодический модулирующий сигнал, благодаря чему полезный сигнал, поступающий от модулятора далее в приемник, модулируется по амплитуде (меняется от максимума до минимума) с частотой, равной частоте модуляции.

Далее сигнал усиливается, притом, к сожалению, обогащается шумами. Однако после усилителя ставится узкополосный фильтр, настроенный на частоту модуляции. Полезный сигнал проходит через фильтр практически без потерь, а уровень шумов понижается на несколько порядков, так как энергия шумов распределена

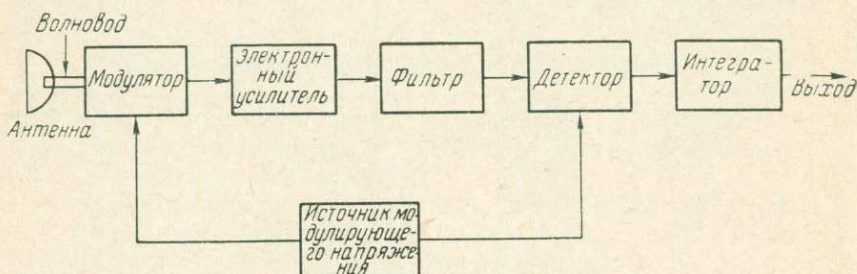


Рис. 9.46. Модуляционный ПРЛ

в широком диапазоне частот и лишь ничтожная доля ее сосредоточена в области частоты пропускания фильтра.

Затем сигнал детектируется, причем детектор может управляться тем же источником, что и модулятор (синхронное детектирование). На выходе может стоять интегратор, о котором говорилось выше.

В качестве выходного прибора может служить осциллограф, вольтметр и т. п. На спутниках выходной сигнал ПРЛ поступает либо в радиопередатчик для передачи на Землю, либо в запоминающее устройство.

Переходим к рассмотрению активной радиолокации с помощью локаторов, установленных на спутниках. Ниже речь пойдет только об АРЛ, поэтому термин «активная», как правило, будет опускаться.

Радиолокационный сигнал АРЛ (рис. 9.47) представляет собой серию высокочастотных радиосигналов малой длительности (зондирующие радиоимпульсы).

Частота радиопередатчика $\sim 10^{10}$ гц (сантиметровый диапазон), длительность каждого радиоимпульса $10^{-6} \div 10^{-7}$ сек, частота повторения импульсов $\sim 10^2 \div 10^3$ гц.

Передатчик представляет собой магнетронный генератор, который включается и выключается модулятором. Сигнал от передатчика через волновод поступает в антенну и в виде узко-

направленного луча посылается по направлению к объекту (поверхность земли или облаков, зона осадков). Отраженный от объекта сигнал принимается антенной и через антенный переключатель поступает в приемник и далее в индикатор. Последний управляет модулятором, благодаря чему работа передатчика и индикатора оказывается синхронизированной (синхронизатор может представлять собой отдельный блок, согласующий работу всех остальных блоков).

В результате сканирования локатор последовательно осматривает всю исследуемую территорию, которая обычно представляет собой полосу, параллельную земной проекции спутника.

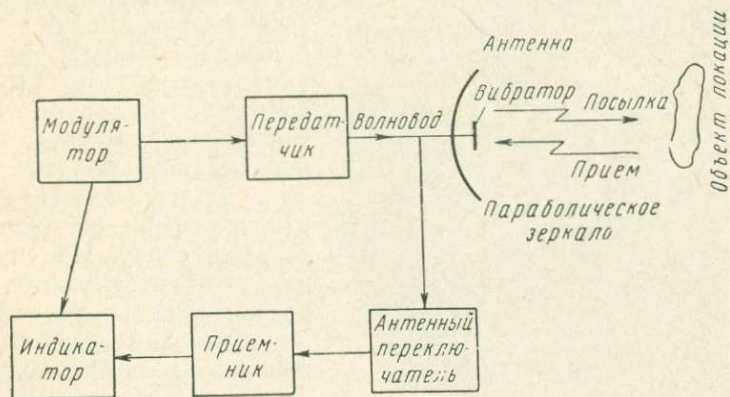


Рис. 9.47. Блок-схема АРЛ

Измерению подлежит либо время пробега сигнала (радиоимпульса) от локатора до объекта и обратно, либо интенсивность отраженного сигнала, либо (что чаще) и то и другое одновременно.

Время пробега определяет расстояние до объекта, интенсивность сигнала — отражательную способность объекта, которая в свою очередь характеризует физические свойства объекта.

В наземных условиях в качестве индикаторов используются в основном электроннолучевые трубки. В индикаторе типа А применена пилообразная развертка электронного луча по горизонтали, которая управляется тем же модулятором, что и передатчик. Частота развертки совпадает с частотой посылки радиоимпульсов. На вертикально отклоняющие пластины подаются сигналы посылки радиоимпульса и прихода его отражения от объекта (см. § 2.5).

Точно так же, как в схеме импульсного акустического термометра (§ 2.5), расстояние между вертикальными метками (всплесками) в индикаторе АРЛ является мерой времени пробе-

га сигналом: в термометре — между излучателем и приемником, а в АРЛ — от локатора до объекта и обратно.

Индикаторы кругового обзора (ИКО) и другие аналогичные индикаторы с яркостной модуляцией позволяют обозревать значительные пространства.

В этих индикаторах электронный луч кроме линейной развертки по радиусу электроннолучевой трубки одновременно смещается по окружности, причем синхронно с поворотом антенны.

Так как экран обладает значительным временем послесвечения, то на нем видны одновременно сигналы, отраженные от большой площади, видно радиолокационное изображение местности, которую «ощупывает» радиолокационный сигнал. Так, на рис. 9.48 видно изображение облачного покрова снизу. На спутниках устанавливаются и другие индикаторы, воспринимающие сигналы и преобразующие их в удобные для передачи.

Перейдем к рассмотрению антенн, от свойств которых в значительной мере зависят возможности радиолокатора на спутнике.



Рис. 9.48. Радиолокационное изображение облачного покрова

В радиолокаторах сантиметрового диапазона волн и более коротковолнового (именно они используются в локаторах на спутниках — см. ниже) применяются, как правило, антенны с параболическими зеркалами, в фокусе которых устанавливаются излучатели.

Назначение зеркала — трансформировать фронт волны, излучаемой излучателем во фронт, максимально близкий к плоскому, иными словами, создавать узконаправленный электромагнитный сигнал — луч.

Такая трансформация фронта волны возможна только, если излучатель по своим размерам пренебрежимо мал по сравнению с длиной волны (только в этом случае образуется строго сферическая волна) и если длина волны в свою очередь достаточно мала по сравнению с размерами антенны.

Однако реальные излучатели имеют размеры порядка длин

волн, что необходимо для получения достаточно большой мощности излучения, точнее говоря, для получения высокого коэффициента полезного действия излучателя, а размеры зеркала ограничиваются конструктивными соображениями. Требования ограничения размеров зеркал становятся особенно жесткими для радиолокаторов на спутниках. В связи с этими обстоятельствами у реальных локоаторов электромагнитный луч окажется несколько расходящимся. Степень расхождения можно характеризовать либо коэффициентом направленного действия (КНД), либо диаграммой направленности, построенной по изолиниям, либо напряженности, либо мощности электрического поля.

На рис. 9.49 изображена одна из изолиний напряженности поля; локоатор расположен в нулевой точке, абсолютная величина максимального радиуса-вектора принята за единицу.

При приближенных расчетах в качестве меры направленности антенны обычно используют α -угол раствора диаграммы направленности (ее называют также угловой шириной) между радиусами-векторами, пересекающими диаграмму в точках половинной мощности. Так как мощность поля прямо пропорциональна квадрату напряженности, то на диаграмме напряженности угловая ширина определяется между радиусами-векторами, пересекающими диаграмму в точках $\sqrt{0,5}$.

Направленность антенны характеризуют также углом раствора радиусов-векторов, являющихся касательными к диаграмме в точке излучения (ширина диаграммы по нулям — α_0).

Для достаточно остро направленных осесимметричных антенн справедливо соотношение

$$\text{КНД} = \frac{\pi^2 k D^2}{\lambda^2} = \frac{16\pi}{\alpha_0^2}, \quad (9.139)$$

где λ — длина волны;

D — диаметр антенны;

k — коэффициент использования площади антенны,

$$\alpha_0 = \sqrt{\frac{16}{k\pi} \frac{\lambda}{D}}. \quad (9.140)$$

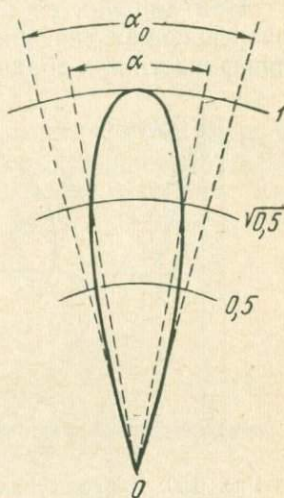


Рис. 9.49. Диаграмма направленности вибратора в параболическом зеркале по напряженности поля (главный лепесток) в полярных координатах

Так как соотношение между α и α_0 близко по величине к коэффициенту перед $\frac{\lambda}{D}$ в (9.140), то вместо (9.140) часто используют другую формулу

$$\alpha \approx \frac{\lambda}{D}. \quad (9.141)$$

При локации со спутников с использованием сканирования разрешающая способность определения высоты (подстилающей поверхности или облачного слоя, или зоны осадков) оказывается существенно зависящей от остроты диаграммы направленности, а та в свою очередь, как указывалось выше, — от длины волны и размеров антенны.

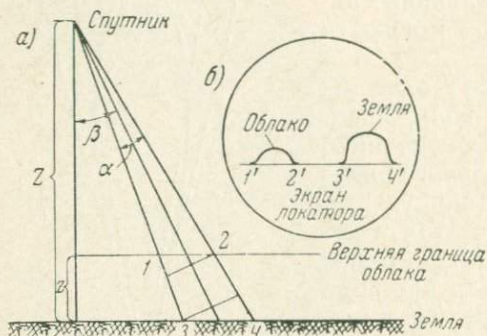


Рис. 9.50. К расчету разрешающей способности сканирующего локатора

Выведем формулу разрешающей способности локатора на спутнике при сканировании. Предположим, что спутник расположен на высоте Z , верхняя граница исследуемого облачного слоя на высоте z (рис. 9.50, а).

Ради упрощения расчета лепесток диаграммы направленности представим в виде поверхности конуса с углом раствора α , кривизной Земли пренебрегаем, угол сканирования обозначим через β .

Локатор воспринимает сигналы, отраженные от облака и от земли. Они не сольются (на экране локатора рис. 9.50, б) воедино, если разность хода между ними больше расстояния, которое проходит радиосигнал за время, равное длительности радиоимпульса локатора $\tau_{\text{имп}}$. С учетом движения луча в двух направлениях — к объекту и обратно — половина этого расстояния. Начало сигнала, отраженного от облака, соответствует отражению сигнала от точки 1, конец сигнала — отражению от точки 2 (на экране соответственно точки 1' и 2').

Сигнал, отраженный от Земли, начинается на экране в точке 3' (отражение от точки 3) и заканчивается в точке 4' (отражение от точки 4).

Сигналы от облака и Земли не сольются, если выраженное в единицах времени расстояние между точками 2' и 3' на экране локатора окажется больше половины длительности радиоим-

пульса локатора. Из рисунка находим разность хода сигналов от точек 2 и 3:

$$\Delta = \frac{Z}{\cos\left(\beta - \frac{\alpha}{2}\right)} - \frac{Z - z}{\cos\left(\beta + \frac{\alpha}{2}\right)}. \quad (9.142)$$

Эта величина должна быть больше расстояния, которое проходит сигнал локатора за время, равное половине длительности импульса,

$$\Delta \gg \frac{C\tau_{\text{имп}}}{2}, \quad (9.143)$$

где C — скорость распространения радиоволн, причем знак равенства соответствует пределу различимости сигналов от облака и земли. Сравнивая (9.142) и (9.143), после элементарных преобразований получим

$$\begin{aligned} z \gg \frac{1}{\cos\left(\beta - \frac{\alpha}{2}\right)} \left[2Z \sin \beta \cdot \sin \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{2} C\tau_{\text{имп}} \cos^2 \beta \right] &\cong \\ &\cong 2Z \operatorname{tg} \beta \sin \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{2} C\tau_{\text{имп}} \cos \beta. \end{aligned} \quad (9.144)$$

В предельном случае вертикального зондирования ($\beta = 0$) получим

$$z \gg \frac{1}{2} C\tau_{\text{имп}}. \quad (9.145)$$

В таком предельном случае разрешающая способность по дальности не зависит от высоты спутника, а также практически и от угла раствора диаграммы направленности (если, разумеется, последний достаточно мал).

Оценим результат, представленный в виде формулы (9.144). Зададим высоту спутника $Z = 1000$ км, длительность радиоимпульса 10^{-6} сек. Меняя углы α и β , решая (9.144) относительно z , получим табл. 9.5.

Таблица 9.5

Разрешающая способность сканирующего радиолокатора,
км ($Z = 1000$ км, $\tau = 10^{-6}$ сек)

$\alpha^\circ \backslash \beta^\circ$	0,1	0,5	1	5
0	0,15	0,15	0,15	0,15
15	0,6	2,5	5	23
45	2	9	17	80
60	3	15	30	140
85	20	100	180	650

Таблица показывает, что даже при острых углах диаграммы направленности удовлетворительная разрешающая способность определения высоты расположения облачных слоев при сканировании невелика. Даже при угле $\alpha=0,1$ сканирование в пределах, больших 45° , пожалуй, не имеет смысла.

Дополнительное исследование формулы (9.144) показывает, что уменьшение длительности радиоимпульса при строго вертикальном зондировании ($\beta=0$) пропорционально увеличивает разрешающую способность, при сканировании же при достаточно большом β не сказывается вообще на результате расчета разрешающей способности, так как первое слагаемое в этом случае значительно больше второго. Иными словами, разрешающая способность при сканировании сильнее всего зависит от угла раствора диаграммы направленности и в значительно меньшей мере от длительности радиоимпульса.

Оценим теперь размеры параболической антенны, достаточные для создания узконаправленной диаграммы. Подставив в (9.141) для примера длину волны $\lambda=3$ см, угол раствора $\alpha=0,1^\circ=1,74 \cdot 10^{-3}$ рад, получим $D=17$ м, что для наземных условий сложновато, а для космических, пожалуй, на пределе возможного.

Таким образом, возможности сканирующего локатора на спутнике ограничены, вертикальное же зондирование дает сравнительно небольшой объем информации. Все это следует иметь в виду как при разработке аппаратуры, так и при интерпретации результатов радиолокационных измерений со спутников.

Переходим к вопросу выбора длины волны локатора. Как следует из сказанного выше, уменьшение длины волны выгодно в том отношении, что при фиксированном размере антенны позволяет получать более узконаправленный луч при сканировании, что способствует большей разрешающей способности по расстоянию.

Концентрация электромагнитной энергии в узком луче одновременно при прочих равных условиях способствует увеличению отношения сигнала к шуму. Но эти соображения не являются единственными при выборе длины волны. Существенна зависимость отражательной способности исследуемых объектов от длины волны.

Радиолокационный сигнал на пути от антенны к объекту локации и обратно сильно ослабевает (затухает) в силу следующих причин. Проходя путь от локатора до объекта, сигнал ослабевает в результате поглощения и рассеяния электромагнитной энергии молекулами воздуха и примесями (обычно не являющимися объектом локации). Одновременно мощность сигнала, отнесенная к единице поперечного сечения радиолокационного луча, уменьшается обратно пропорционально площади его поперечного сечения. Попадая на объект (например облако или

осадки), сигнал частично проходит насквозь, частично поглощается и частично рассеивается. Лишь та, сравнительно небольшая, часть рассеянной мощности, которая направлена в сторону локатора, составляет полезный обратный сигнал. На пути к локатору он дополнительно затухает по тем же причинам, что и на пути к объекту. Кроме того, на пути к локатору полезный сигнал уменьшается, так как только часть сигнала, направленного в сторону локатора, попадает на его антенну.

Выясним, от каких параметров локатора и объекта зависит соотношение между мощностями посланного локатором и принятого антенной (обратного) сигнала. Для определенности будем иметь в виду облако или зону осадков, горизонтальные размеры которых больше площади поперечного сечения радиолокационного луча. Ослаблением сигнала в воздухе пока пренебрежем.

Если расстояние между локатором и объектом R , а интенсивность (мощность) посланного сигнала P , то через единицу площади объекта при $KНД=1$ проходил бы сигнал

$$\frac{P}{4\pi R^2} \quad (9.146)$$

При $KНД \neq 1$ этот сигнал за счет концентрации энергии антенной пропорционально увеличивается. Тогда на подходе к объекту его интенсивность, отнесенная к единице площади поперечного сечения объекта, окажется равной [см. (9.139)]

$$P \frac{KНД}{4\pi R^2} = P \frac{\pi D^2}{4R^2 \lambda^2} \quad (9.147)$$

Здесь и далее коэффициент использования площади антенны отбрасывается.

Интенсивность обратного рассеяния отдельной каплей облака или дождя может быть приближенно рассчитана по формуле Релея, которая дает отношение сигнала, рассеянного в различных направлениях, к падающему (так называемое эффективное сечение рассеяния) в виде

$$\sigma = \frac{16\pi^4 r^4}{\lambda^4} \left[\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right]^2 \left(\frac{1 + \cos^2 \varphi}{2} \right) \quad (9.148)$$

Формула (9.148) строго выполняется для плоской волны, падающей на сферу, при условии

$$m \frac{2\pi r}{\lambda} \ll 1 \quad (9.149)$$

Здесь r — радиус сферы, в нашем случае капли;
 m — показатель преломления вещества, в нашем случае воды;

φ — угол между направлением лучей: падающего и отраженного.

Следует иметь в виду, что рассеянный сигнал в (9.148) отнесен к поверхности сферы.

Чтобы получить суммарный сигнал, попадающий на антенну, выражение (9.148) необходимо проинтегрировать в пределах телесного угла, под которым видна антенна от объекта локации — облачной капли.

Так как угловые размеры антенны ничтожны, то могут быть сделаны следующие упрощения. Разложив косинус в ряд и ограничившись ввиду малости угла первыми двумя слагаемыми, получим

$$\frac{1 + \cos^2 \varphi}{2} = 1 - \frac{\varphi^2}{2} = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{D}{2R} \right)^2, \quad (9.150)$$

что с большой степенью точности может быть принято за единицу. Тогда вместо интегрирования достаточно умножить выражение (9.148) на величину телесного угла, под которым видна антенна:

$$\varphi_{\text{тел}} = \pi \left(\frac{D}{2R} \right)^2. \quad (9.151)$$

Чтобы определить суммарный воспринятый антенной сигнал, отраженный от одной капли, необходимо умножить выражение (9.147) на площадь одной капли, на выражение (9.148) без круглой скобки и на телесный угол (9.151):

$$P \frac{\pi D^2}{4R^2 \lambda^2} \cdot \pi r^2 \frac{16\pi^4 r^4}{\lambda^4} \left[\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right]^2 \pi \left(\frac{D}{2R} \right)^2. \quad (9.152)$$

Радиус поперечного сечения осесимметричного локационного луча при встрече с облаком [см. (9.141)]

$$\frac{\alpha}{2} R = \frac{\lambda R}{2D}. \quad (9.153)$$

Тогда объем облака, который облучается за время одного импульса, будет

$$C \tau_{\text{имп}} \pi \left(\frac{\lambda R}{2D} \right)^2. \quad (9.154)$$

Суммарный обратный сигнал, воспринятый антенной из всего облученного объема, можно принять равным сумме обратных сигналов от отдельных капель, если все капли посылают сигнал одновременно и если ослабление сигнала на пути $C \tau_{\text{имп}}$ сравнительно невелико. Это условие выполняется тем лучше, чем меньше капель в объеме и чем они меньше по сравнению с длиной волны. Первое не требует пояснений, второе следует из (9.148).

Если в единице объема монодисперсного облака n капель, то суммарный сигнал, воспринятый антенной локатора от всех капель, равен произведению n на (9.152) и на (9.154):

$$p = P \frac{\pi D^2}{4R^2 \lambda^2} \pi r^2 \frac{16\pi^4 r^4}{\lambda^4} \left[\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right]^2 \pi \left(\frac{D}{2R} \right)^2 n C \tau_{\text{имп}} \pi \left(\frac{\lambda R}{2D} \right)^2.$$

Выполнив сокращения, получим

$$p = P \frac{\pi^8 D^2 C \tau_{\text{имп}} n r^6}{4R^2 \lambda^4} \left[\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right]^2. \quad (9.155)$$

Если облако полидисперсное с функцией распределения капель по размерам $\eta(r)$, то

$$p = P \frac{\pi^8 D^2 C \tau_{\text{имп}}}{4R^2 \lambda^4} \left[\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right]^2 n \sum_{i=1}^N \eta_i r_i^6, \quad (9.156)$$

где N — число групп капель различных размеров.

Если вместо умножения на (9.151) выполнить интегрирование (9.148) в пределах телесного угла, под которым видна антенна, то в (9.152) и соответственно в (9.155) и (9.156) появится дополнительный множитель $9/8$.

Одной из особенностей локации облаков и осадков является существенное изменение формы локационного сигнала после отражения от облака или осадков. Это обусловлено объемностью объекта локации. При отражении от плоскости расстояние между передним и задним фронтами сигнала сохраняется. Если же зондирующий сигнал проникает в глубину объекта, то отраженный сигнал нарастает постепенно даже при предельно крутом переднем фронте посланного сигнала. Отраженный (обратный) сигнал возрастает пропорционально числу капель, участвующих в создании суммарного отраженного сигнала, т. е. пропорционально глубине проникновения сигнала в облако (если капли в облаке распределены равномерно, а ослабление сигнала сравнительно невелико).

Количество капель, участвующих в создании обратного сигнала, достигает максимума, когда сигнал целиком входит в облако (в это время задний фронт находится на границе облака, обращенной к локатору). В этот момент облако облучено сигналом на глубину $C \tau_{\text{имп}}$. Начиная с него и далее до подхода ко второй (считая от локатора) границе облака величина облученного объема облака сохраняется (если ослабление прямого сигнала сравнительно невелико).

С момента соприкосновения сигнала с облаком (т. е. с момента появления обратного сигнала) до момента погружения сигнала

ла на глубину $С_{\text{имп}}$ проходит время $\tau_{\text{имп}}$. Однако длительность соответствующего нарастающего по амплитуде импульса, принятого локатором, окажется в два раза больше, так как сигнал, идущий с глубины $С_{\text{имп}}$, запоздает по отношению к началу общего сигнала на время $\tau_{\text{имп}}$. Это время необходимо ему, чтобы оказаться на границе облака, т. е. на том расстоянии от локатора, на котором начал образовываться передний фронт обратного сигнала.

Таким образом, отраженный сигнал достигает максимума (после чего полученные выше уравнения (9.155) и (9.156) становятся справедливыми) только тогда, когда зондирующий сигнал проникает в облако на значительную глубину, тем меньшую, однако, чем меньше длительность импульса.

Полученные уравнения показывают, что интенсивность полезного сигнала зависит в большей мере от размеров капель, чем от их числа в единице объема n (или общего влагосодержания nr^3). Именно поэтому осадки лучше фиксируются локатором, чем облака, так как при переходе от облаков к осадкам r^6 увеличивается значительно сильнее, нежели уменьшается n .

Для определения влагосодержания облаков или интенсивности осадков по величине радиолокационного сигнала необходимо дополнительно установить хотя бы приближенно связи между n и r или какой-либо из функций n и r (например, водностью) и интенсивностью осадков. В осадках лучше коррелируются влагосодержание и интенсивность, что позволяет по интенсивности сигнала локатора судить об интенсивности осадков.

Уравнения наглядно показывают, от каких параметров локатора и объекта локации зависит отношение интенсивностей посланного (зондирующего) и обратного сигналов, который при локации заоблачных объектов является паразитным, а при локации облаков — полезным (аналогично при наличии дождя).

С целью увеличения полезного сигнала при локации облачности необходимо увеличивать размер антенны, насколько это допустимо по конструктивным соображениям, и уменьшать длину волны. Величина сигнала пропорциональна длительности импульса. Однако увеличение длительности импульса вызывает уменьшение разрешающей способности локатора по расстоянию, поэтому, как правило, выбор длительности импульса определяется разрешающей способностью локатора по расстоянию.

Рис. 9.51 наглядно показывает связь между интенсивностью осадков и их отражательной способностью для двух длин волн. С уменьшением длины волны и увеличением интенсивности осадков отражательная способность осадков резко возрастает. Отложенная по оси абсцисс величина характеризует интенсивность обратного сигнала. Единица соответствует (нереальному) полному отражению посылаемого сигнала назад при прохождении расстояния в облаке $1 м$.

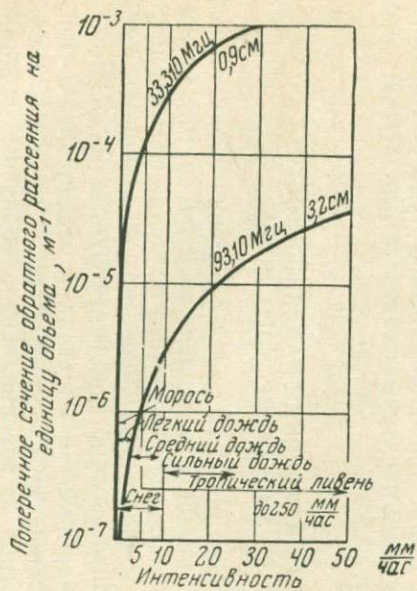


Рис. 9.51. Поперечник обратного рассеяния в осадках различной интенсивности

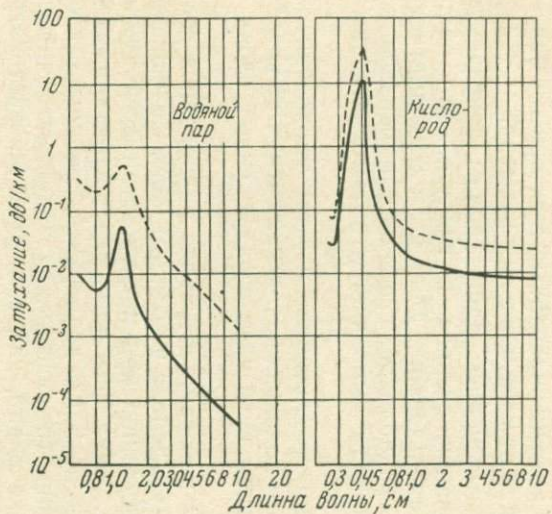


Рис. 9.52. Затухание радиоволн в кислороде и водяном паре

Все, что было рассмотрено выше, свидетельствует о преимущественности применения наиболее коротковолновой части спектра радиоволн при радиолокации облаков и осадков (и других атмосферных образований). Уменьшение длины волны позволяет получать более концентрированный луч, притом более интенсивно отражающийся от капель любого размера.

Однако с уменьшением длины волны одновременно увеличивается поглощение сигнала в воздухе. Это обстоятельство ограничивает использование длин волн миллиметрового диапазона. Поэтому радиолокация облаков и осадков в наземных условиях в основном выполняется в сантиметровом диапазоне длин волн.

Радиолокация со спутников в этом отношении оказывается в более выгодном положении, так как сигнал до встречи с объектом и на обратном пути идет в разреженных слоях атмосферы и в космосе.

На рис. 9.52 показано затухание радиоволн в составных частях воздуха — кислороде и водяном паре. Сплошные линии соответствуют затуханию при прохождении всей атмосферы при нормальных условиях (см. табл. 9.1), пунктирные — прохождению атмосферы от 5 км до верхней границы также при нормальных условиях (относительная влажность считается равной 0,5). На рисунке видно, как сильно ослабевает затухание при переходе от нижних слоев атмосферы к верхним.

В заключение заметим, что в настоящее время радиолокационным методом удается зондировать не только облака и осадки, но и другие внешне менее заметные атмосферные образования (скопление пыли, зоны повышенной турбулентности, зоны резкого изменения температуры, влажности, диэлектрической постоянной и т. д.).

§ 9.13. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Измерения электрических полей в верхних слоях атмосферы производятся с помощью установленных на спутниках измерителей напряженности электрического поля, так называемых электростатических генераторов (флюксометров), принцип действия одного из вариантов которого иллюстрируется рис. 9.53.

Плоская измерительная пластина 1 соединена электрически с корпусом спутника через сопротивление R . Вращающаяся экранирующая пластина 2 , соединенная с корпусом спутника, то экранирует измерительную пластину от действия измеряемого поля, то открывает ее. При этом у поверхности измерительной пластины возникает напряженность поля, меняющаяся от максимальной (пластина максимально открыта) до нуля (пластина

максимально экранирована). Емкость измерительной пластины относительно корпуса спутника

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi d}, \quad (9.157)$$

где ε — диэлектрическая постоянная пространства;

S — площадь пластины в данный момент;

d — расстояние от пластины до корпуса спутника.

Если напряженность электрического поля E , то напряжение на измерительной пластине относительно корпуса спутника

$$V = Ed, \quad (9.158)$$

соответственно заряд пластины

$$Q = CV = \frac{\varepsilon SE}{4\pi}. \quad (9.159)$$

Изменение во времени заряда пластины от Q до 0 будет создавать электрический ток, стекающий по сопротивлению R на корпус. Напряжение на сопротивлении будет меняться от максимального положительного до максимального отрицательного. Так, например, если вектор напряженности внешнего измеряемого поля направлен к корпусу прибора (как на рис. 9.53), то положительное напряжение на измерительной пластине будет, когда экран надвигается на измерительную пластину. Частота переменного напряжения, которое будет генерироваться флюксметром, в случае, изображенном на рис. 9.53, будет равна частоте вращения экрана. Генерируемое напряжение

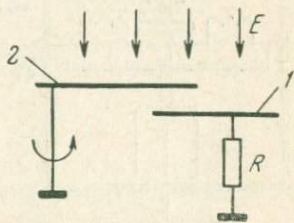


Рис. 9.53. Принцип действия электростатического флюксметра

$$v = R \frac{dQ}{dt} = \frac{R\varepsilon}{4\pi} \cdot \frac{d}{dt} (ES). \quad (9.160)$$

Форма электрического сигнала зависит от формы пластин. Однако амплитуда и частота сигнала могут быть рассчитаны для пластин любой формы.

Если частота вращения экрана значительно больше возможной частоты изменения измеряемого поля (такое условие обязательно должно выполняться), то в пределах одного периода генерируемого сигнала

$$\frac{dE}{dt} = 0 \quad (9.161)$$

и

$$v = \frac{R \varepsilon E}{4\pi} \cdot \frac{dS}{dt} \quad (9.162)$$

Положив

$$\frac{dS}{dt} = S\omega, \quad (9.163)$$

где S — максимально раскрытая часть площади измерительной пластины, а ω — частота вращения экранирующей, получим (без учета краевых эффектов) амплитуду сигнала

$$A_v = v_{\max} = \frac{1}{4\pi} R \varepsilon E S \omega. \quad (9.164)$$

Типовая конструкция датчика флюксметра показана на рис. 9.54. Измерительная пластина 1 и экран 2 имеют одинаковую форму звездочки с расширяющимися лучами. Для уменьшения краевых эффектов измерительная пластина окружена охранным кольцом 3 с вырезами, соответствующими форме измерительной пластины. Пластина, экран и охранный кольцо золотятся для уменьшения контактной разности потенциалов между ними.

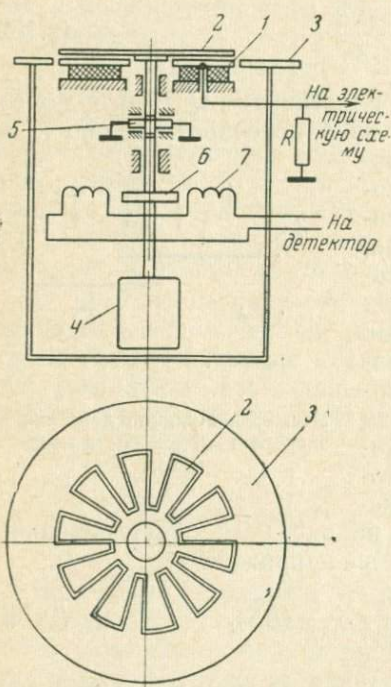


Рис. 9.54. Устройство датчика электростатического флюксметра

Экран вращается мотором 4, а соединен с корпусом спутника («заземлен») с помощью щеток 5. Сигнал, поступающий с измерительной пластины, в дальнейшем выпрямляется с помощью синхронного детектора, для управления которым используется тахогенератор. Последний по своей конструкции аналогичен индукционному анемометру (§ 4.1). Магнит 6, насаженный на одну ось с экраном, индуцирует в обмотках 7 э. д. с. с частотой, пропорциональной частоте вращения оси мотора. Сигнал тахогенератора используется для управления синхронным детектором.

Для рассмотренной конструкции под величиной $S\omega$ следует понимать произведение площади одного луча звездочки на число лучей и на частоту вращения звездочки.

Сигнал с измерительной пластины поступает на усилитель (переменного тока), затем детектируется и далее поступает в радиопередатчик или записывается на магнитную ленту.

Одна из основных трудностей измерения поля связана с искажающим влиянием спутника. Это искажение обусловлено, во-первых, деформацией силовых линий поля из-за различия диэлектрической проницаемости космоса и тела спутника и, во-вторых, тем, что спутник не является электрически нейтральным, он несет на себе заряд, частично приобретенный при движении через атмосферу, а частично приобретенный при движении в электрическом поле в космосе.

Для выделения роли искажения электрического поля спутником усугубляются, по крайней мере, два датчика в диаметрально противоположных точках спутника. Собственное поле спутника в этих точках направлено одинаково относительно поверхности спутника, т. е. по-разному по отношению к внешнему измеряемому полю. Поэтому проекция вектора поля спутника на направление вектора внешнего поля имеет в этих точках разные знаки:

в одном случае складывается с ним, в другом — вычитается из него. Очевидно, что сумма напряженностей, измеренных двумя приборами, равна (разумеется, с известным приближением) удвоенной напряженности внешнего поля.

Схема установки двух датчиков 1 и 2 на спутнике показана на рис. 9.55 (измерительный блок 3, корпус спутника — 4).

В высоких слоях атмосферы, где имеются электрически заряженные частицы, результат измерений будет искажаться в результате токов утечки, величина которых существенно зависит от концентрации этих частиц. Уменьшая расстояние между пластинами, а также между пластинами и корпусом (и другими приемами), можно свести искажение к допустимому минимуму.

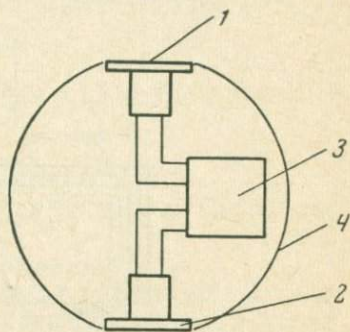


Рис. 9.55. Размещение датчиков флюксметра на спутнике

§ 9.14. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Аппаратура на спутниках работает длительное время, соответственно этому вес электрохимических источников питания, которые могли бы обеспечить нормальное функционирование аппаратуры, оказывается недопустимо большим.

Основным источником электроэнергии на спутниках являются так называемые солнечные батареи, представляющие собой полупроводниковые вентильные фотоэлементы (см. § 1.4). На

рис. 9.56 дана принципиальная схема кремниевой солнечной батареи. Как n -полупроводником, так и p -полупроводником служит кремний, в первом случае с донорной примесью, во втором случае — с акцепторной. Путь носителей тока к электродам от p — n -перехода, являющегося запирающим слоем, показан стрелками. В n -области носителями тока являются электроны, в p -области — дырки. Э. д. с. одного элемента кремниевой батареи составит примерно 0,5 в и не зависит от площади пластин, составляющих элемент. Сила тока, которая может быть получена при замыкании элемента на нагрузку, примерно прямо про-

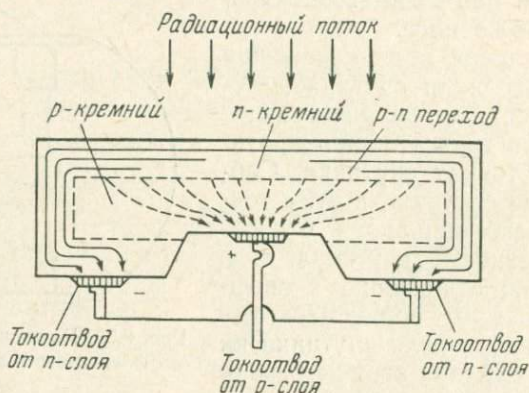


Рис. 9.56. Элемент кремниевой солнечной батареи

порциональна площади, освещенной солнцем. Для бесконечно малого сопротивления нагрузки сила тока равна нескольким миллиамперам на квадратный сантиметр площади, освещенной прямой солнечной радиацией.

Батареи, составленные из кремниевых элементов, используются либо непосредственно для питания аппаратуры, либо для подзарядки электрохимических батарей. В первом случае ставятся регуляторы, поддерживающие постоянство напряжения при изменении освещенности, во втором случае регулировка не требуется, однако приходится применять меры к тому, чтобы через солнечные батареи, когда они затенены от солнца, не разряжались электрохимические батареи.

При расчете мощности солнечных батарей для спутников учитывают возможность повреждения части из них в результате встречи с микрометеорами и радиоактивного облучения.

На советских научных станциях «Протон» солнечные батареи обеспечивают электрическое питание аппаратуры спутника на освещенной стороне орбиты и подзарядку буферной химической батареи для питания на теневой стороне орбиты, когда спутник не освещен Солнцем.

На спутниках используются также атомные батареи (см. § 7.5).

Имеются проекты применения на спутниках ряда других многообещающих, но недостаточно пока еще исследованных источников питания, например таких, как магнитогидродинамические генераторы, ионизационные батареи и т. п.

§ 9.15. УСТРОЙСТВО СПУТНИКОВ

В геофизических спутниках могут быть выделены следующие основные части:

1. Система ориентации.
2. Измерительная аппаратура: датчики и вторичные преобразователи.
3. Запоминающее устройство.
4. Радиоприемник, принимающий команды с Земли.
5. Радиопередатчики, передающие информацию на Землю.
6. Блок электропитания.
7. Программно-управляющее устройство спутника.

Рассматривая устройство геофизических спутников, в частности погодных, следует обратить внимание на то, что в значительной мере их усложнение связано с тем, что по причине отсутствия всемирной системы связи между спутниками и наземными станциями приходится использовать запоминающие устройства, которые накапливают информацию в то время, когда спутник находится за пределами прямой связи с наземными станциями той системы, в которую входит данный спутник и данная командно-принимающая наземная станция.

В дальнейшем, очевидно, запоминающие устройства на геофизических спутниках будут использоваться не для временного хранения информации, а для частичной обработки и анализа результатов измерений на борту спутника. Это позволит резко увеличить объем полезной информации, посылаемой спутниками. На рис. 9.57 дана типовая блок-схема аппаратуры погодного ИСЗ с активной ориентацией самого спутника по Земле, а солнечных батарей — по Солнцу.

Разумеется, что это один из вариантов схем. Так, например, сигналы от запоминающего устройства и от всех или от части датчиков могут поступать одновременно в эфир (во время прямой связи с наземными станциями), управление ориентацией солнечных батарей может осуществляться сигналами самих солнечных батарей и т. п.

В типовой варианте принимающей стороны (рис. 9.58) радиосигнал спутника принимается одним или более приемниками и поступает в блок памяти и одновременно на демодулятор. Демодулированные сигналы поступают в блок памяти и одновременно часть из них — в анализаторы, а далее на самописцы.

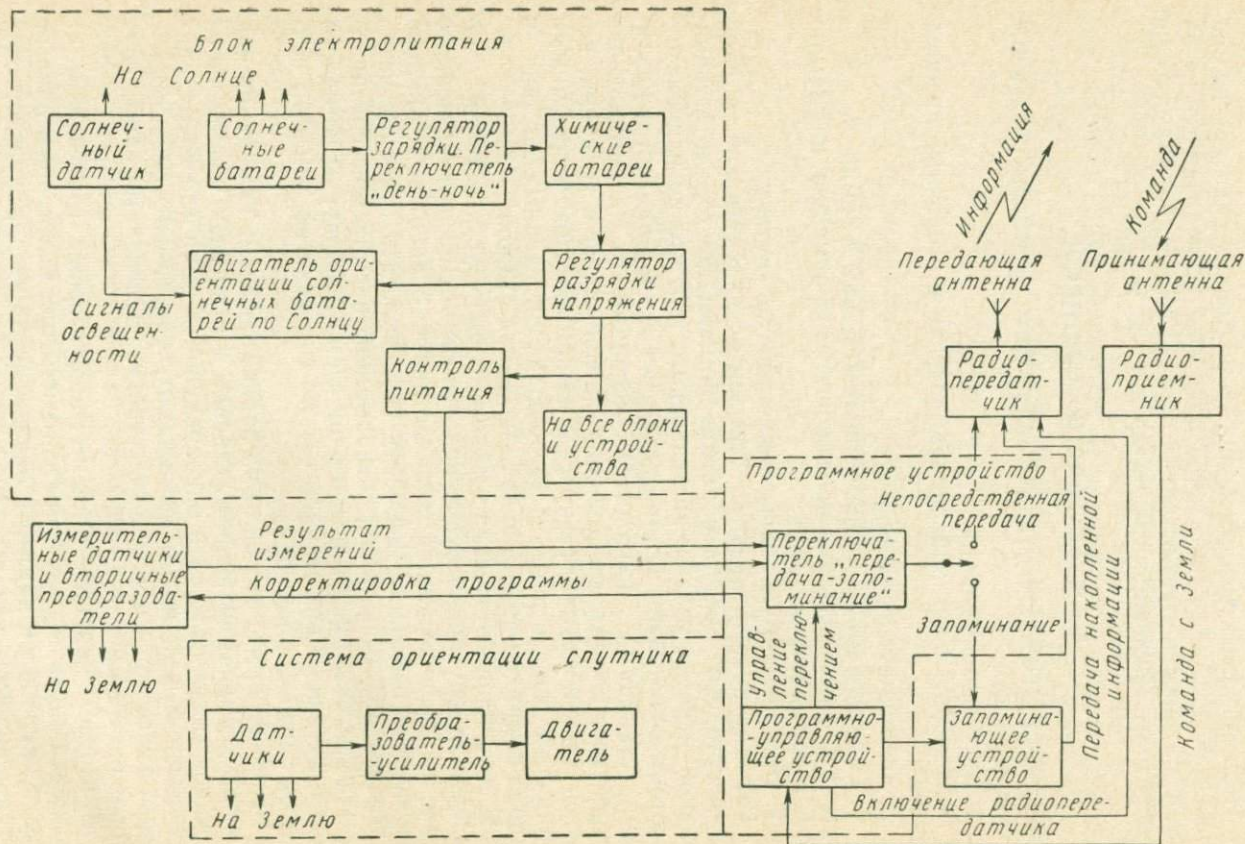


Рис. 9.57. Блок-схема передающей стороны аппаратуры спутника

Оперативная и выборочная информация идет к потребителям по схеме, рассмотренной в § 9.1.

Перейдем к рассмотрению двух типовых геофизических спутников. В качестве первого примера рассмотрим третий советский ИСЗ (1958 г.); он имеет на борту наибольшее количество геофизических приборов, предназначенных для определения локальных характеристик верхних слоев атмосферы.

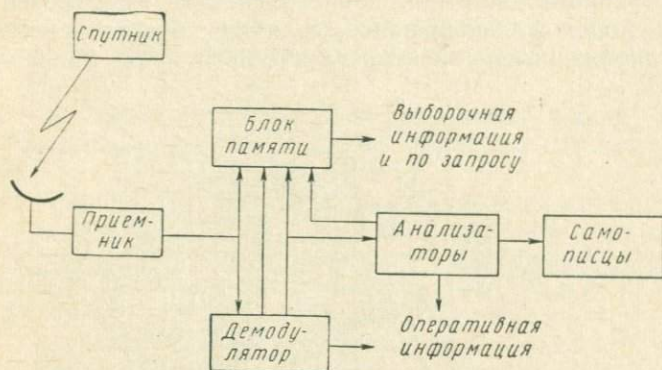


Рис. 9.58. Блок-схема принимающей стороны спутника

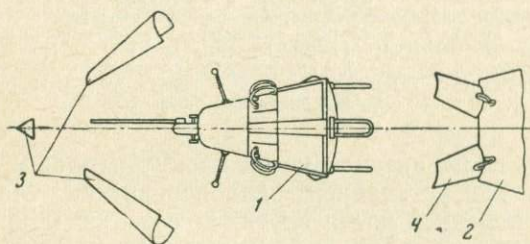


Рис. 9.59. Момент отделения спутника от ракеты-носителя:

1 — спутник; 2 — ракета-носитель; 3 — защитный корпус; 4 — щитки-держатели

На рис. 9.59 показан момент отделения спутника от ракеты-носителя, на рис. 9.60 дан внешний вид спутника крупным планом.

Вес спутника 1327 кг, из которого 968 кг приходится на измерительную аппаратуру (вместе с источниками питания). Спутник герметичен, его внутренний объем заполнен газообразным азотом. Внутри корпуса спутника на задней приборной раме расположены радиотелеметрическая аппаратура, радиоаппаратура для измерения координат спутника, программно-времен-

ное устройство, аппаратура терморегулирования и измерения температур, химические источники питания. На задней приборной раме также установлены приборы для измерения интенсивности и состава космического излучения и аппаратура для регистрации ударов микрометеоров.

На передней приборной раме в передней части спутника размещены электронные блоки аппаратуры, служащей для измерения атмосферного давления, ионного состава атмосферы, концентрации положительных ионов, величины электрического заряда и напряженности электростатического поля, напряженно-

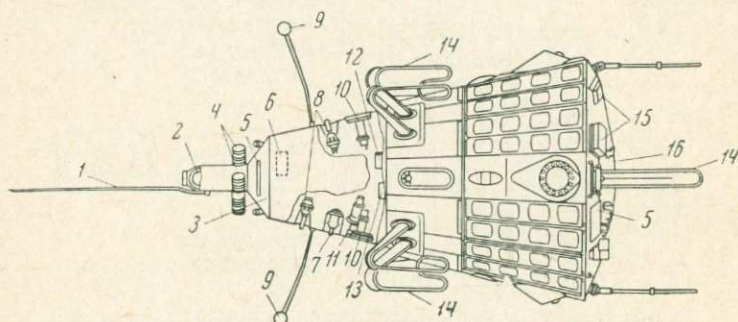


Рис. 9.60. Третий советский спутник:

1 — командная антенна; 2 — магнитометр; 3 — передняя приборная рама; 4 — корпускулярное излучение Солнца; 5 — солнечные батареи; 6 — фотоны в космических лучах; 7 — магнитный манометр; 8 — ионизационные манометры; 9 — ионные ловушки; 10 — флюксометры; 11 — РЧМС; 12 — тяжелые ядра в космических лучах; 13 — интенсивность первичного космического излучения; 14 — линии телеметрии (сзади и сбоку); 15 — микрометеоры; 16 — задняя приборная рама

сти магнитного поля, интенсивности корпускулярного излучения Солнца. Здесь же установлен радиопередатчик. Магнитометр расположен в передней части спутника с целью максимального удаления его от остальной аппаратуры. Счетчики космических лучей установлены внутри спутника. Фотоумножители, служащие для регистрации корпускулярного излучения Солнца, закреплены на передней части корпуса. Манометры укреплены в цилиндрических станках, сваренных в оболочку передней части спутника. Вблизи них расположены два электростатических флюксометра, а также трубка радиочастотного масс-спектрометра.

На двух трубчатых стержнях, шарнирно прикрепленных к оболочке корпуса, установлены сферические сетчатые ионные ловушки, позволяющие измерять концентрацию положительных ионов при движении спутника по орбите. На участке выведения спутника на орбиту стержни с ловушками прижаты к поверхности корпуса. После выведения спутника на орбиту стержни поворачиваются на шарнирах и устанавливаются в положение, изображенное на рис. 9.60.

На заднем днище корпуса установлены датчики для регистрации ударов микрометеоров. Солнечная батарея размещена в виде отдельных секций на поверхности корпуса, часть — на заднем днище и часть — на боковой поверхности. Такое размещение секций солнечной батареи обеспечивает ее нормальную работу независимо от ориентации спутника относительно Солнца (пока спутник на дневной стороне Земли).

В носовой части спутника расположена командная антенна, антенны телеметрии — на боковой поверхности спутника и сзади. На спутнике имеется запоминающее устройство с большим объемом памяти.

Программно-временное устройство автоматически управляет работой всего спутника, а также периодически выдает метки времени.

Стабильность температурного режима на спутнике достигается путем изменения принудительной циркуляции азота в спутнике, а также изменением коэффициента собственного излучения поверхности спутника. Это достигается с помощью жалюзи, степень раскрытия которых автоматически регулируется в соответствии с изменением температуры внутри спутника.

В качестве другого примера рассмотрим американский погодный спутник типа «Нимбус» («Погода»). Это типично погодный спутник предназначен для наблюдения за тропосферой. Он выводится на орбиту баллистической ракетой-носителем типа «Тор-Агена» (рис. 9.61) и устанавливается в носовом отсеке ракеты. До выхода на орбиту спутник прикрыт защитой. При выходе на орбиту держатель отпускает защиту, затем скоба отцепляет спутник от тела ракеты, после чего сам спутник активно ориентируется по Земле, а солнечные лопасти с кремниевыми батареями — по Солнцу.

Сориентированный спутник схематично показан на рис. 9.62. В § 9.4 говорилось о соплах и маховиках, реактивная сила которых используется для поворота спутника. В спутнике типа «Погода» используются и сопла и маховики. Первые — для грубой (первичной) ориентации, вторые — для точной.

Спутник имеет три взаимно перпендикулярных оси поворота; ось поворота (вокруг орбиты), ось наклона (к плоскости орбиты), ось рыскания (относительно орбиты). Ось поворота называют также осью вращения, а ось наклона — осью тангажа. Спутник имеет телевизионные камеры, а также радиометры высокой и средней разрешающей силы.

Пока спутник находится в пределах прямой связи с наземными станциями, передача сигналов идет, минуя магнитофоны.

Телевизионные сигналы и сигналы радиометра высокой разрешающей силы передаются на частоте 1700 Мгц (дециметровый диапазон), а сигналы радиометра средней разрешающей силы — на частоте 136 Мгц (метровый диапазон). Сигналы, записанные

на видеомагнитофон (пока спутник был вне пределов прямой связи), при выходе спутника на связь передаются по радиоканалу на частоте 136 Мгц. Команды спутнику передаются на УКВ. Модуляция сигналов командных и телеметрии кодово-импульсная.

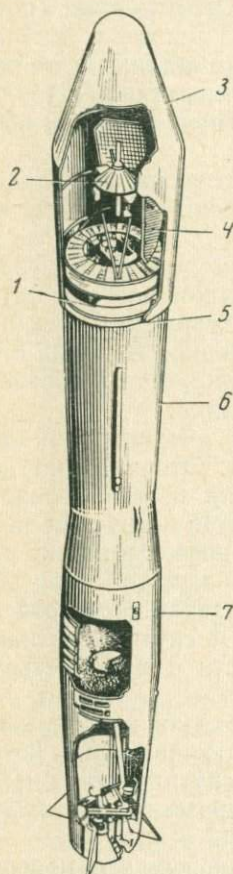


Рис. 9.61. Ракета-носитель спутника «Нimbus»:

1 — скоба; 2 — спутник; 3 — защита; 4 — солнечная лопасть; 5 — держатель; 6 — тело ракеты; 7 — ускоритель

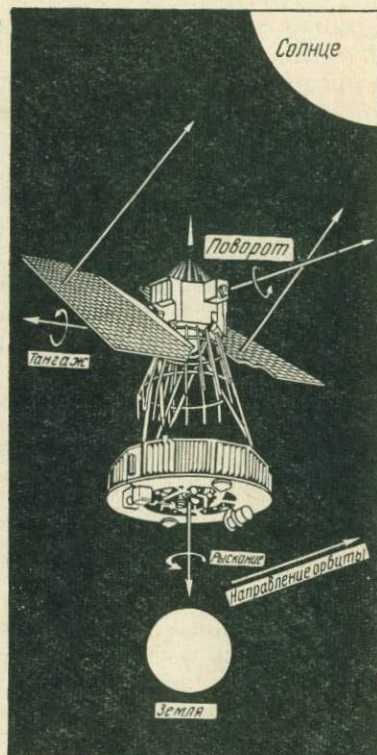


Рис. 9.62. Ориентация спутника «Нimbus» по Земле и Солнцу

Устройство спутника показано на рис. 9.63, 9.64. Его основными частями являются корпус измерительных датчиков и преобразователей, корпус ориентации, лопасти с солнечными батареями, антенны. Рассмотрим устройство спутника несколько подробнее.

Сжатый газ находится в баллоне, который системой управляемых кранов соединен с четырьмя парами сопел (на рис. 9.63 видно одно из них, на рис. 9.64 видно пять сопел).

Сопла поворота и наклона расположены на верхней части корпуса ориентации. Выпуск сжатого газа какой-либо из пар

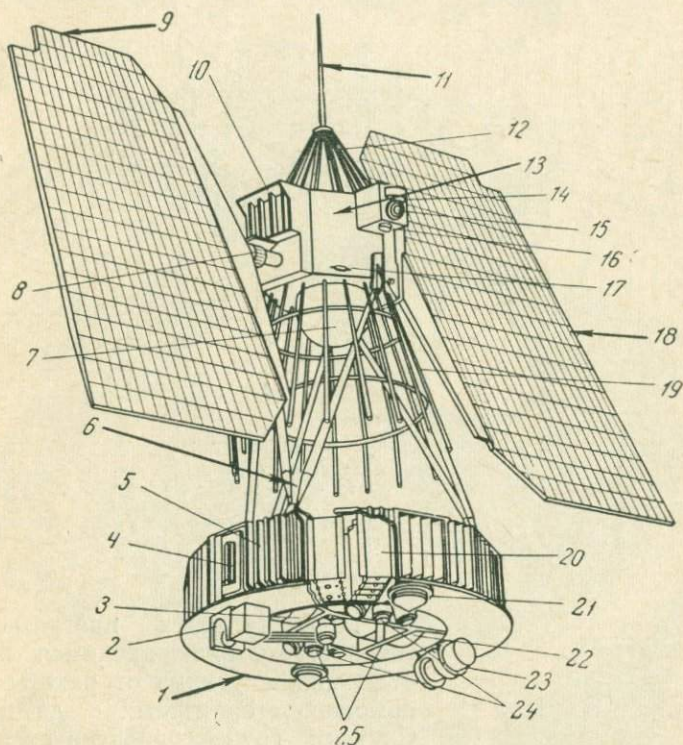


Рис. 9.63. Устройство спутника «Нимбус»:

1 — корпус датчиков; 2 — ИК-радиометр высокого разрешения; 3 — магнитофон ИК-радиометра; 4 — радиомаяк и антенна телеметрии; 5 — шторки температурного контроля; 6 — соединительные стержни; 7 — баллон пневматики; 8 — ось поворота солнечной лопасти и ее датчик; 9 — солнечная лопасть; 10 — шторки температурного контроля; 11 — командная антенна; 12 — управляющая сетка антенны; 13 — корпус стабилизации; 14 — грубый солнечный датчик; 15 — искатель горизонта; 16 — точный солнечный датчик; 17 — сопло рыскания; 18 — солнечная лопасть; 19 — противовес антенны; 20 — электронные блоки; 21 — антенна сантиметрового диапазона; 22 — видеоманитфон; 23 — ИК-радиометр; 24 — телевизионные камеры; 25 — антенны метрового диапазона

сопел вызывает реактивное отклонение верхней части спутника в обратном направлении. Таким образом, достигается грубая ориентация спутника относительно орбиты.

Сопла, противодействующие рысканию, при срабатывании поворачивают корпус спутника вокруг оси, направленной к центру

Земли. Одна пара сопел рыскания может поворачивать спутники по часовой стрелке, другая — против (рис. 9.65).

Система ИК-датчиков горизонта расположена на корпусе ориентации. Первичная ориентация после выхода спутника на орби-

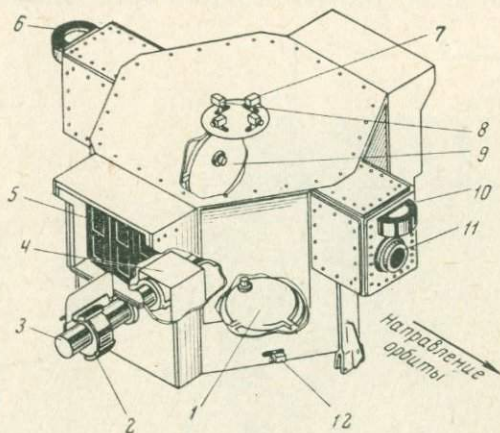


Рис. 9.64. Корпус стабилизации:

1 — маховик; 2 — солнечные датчики солнечной лопасти; 3 — вал солнечной лопасти; 4 — механизм поворота солнечной лопасти; 5 — шторки температурного контроля; 6 — грубый солнечный датчик; 7 — сопло поворота; 8 — сопло наклона; 9 — маховик; 10 — грубый солнечный датчик; 11 — искатель горизонта; 12 — сопло рыскания

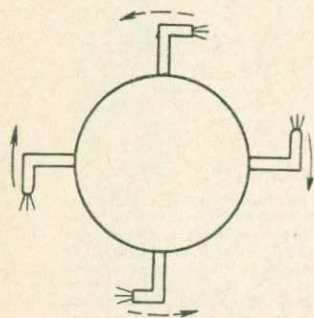


Рис. 9.65. Действие сопел рыскания

ту осуществляется программным устройством, включающимся после отделения спутника от ракеты и с помощью солнечных датчиков. Спутник грубо ориентируется по Солнцу, чтобы дать возможность датчикам горизонта оказаться приблизительно нацеленными на Землю. После этого управление соплами и маховиками (а тем самым и ориентация) передается датчикам (искателям) горизонта.

Поворот лопастей солнечных батарей осуществляется электрическим мотором или в другом варианте пневматически. Сигналы управления поступают от датчиков, расположенных на валу лопастей. В другом варианте управление осуществляется сигналом батарей. В таком варианте лопасти ориентируются так, чтобы сигнал от батарей был максимальным. Температура внутри корпуса ориентации измеряется

термометром сопротивления (на рис. не показан), регулируется температура путем изменения степени раскрытия шторок в стенках корпуса, благодаря чему меняется режим радиационного теплообмена внутренней части корпуса с Солнцем и Землей.

С корпусом датчиков корпус ориентации скрепляется соединительными стержнями. На нижнем основании корпуса видны

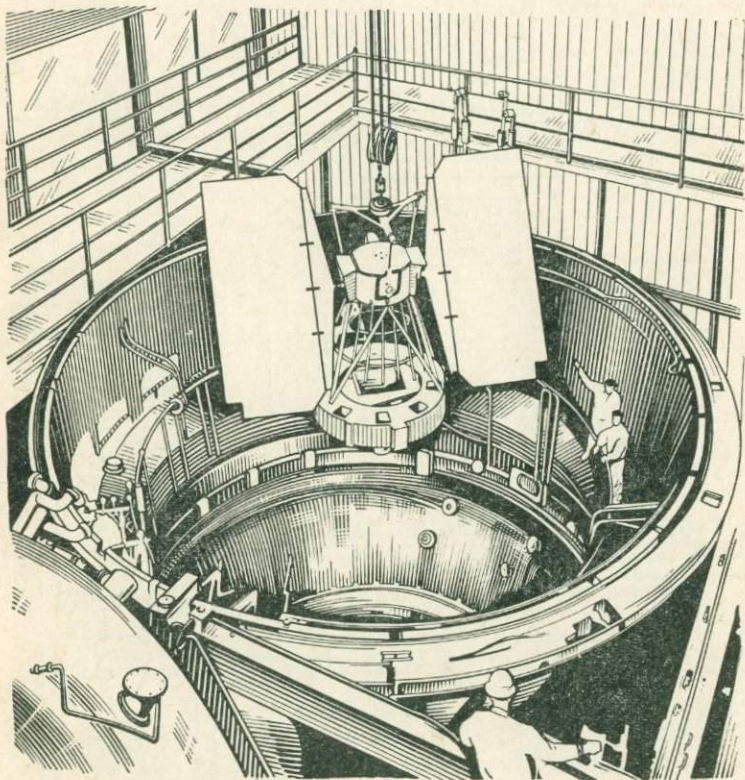


Рис. 9.66. Испытание спутника «Нимбус» в вакуумной камере

радиометры низкой и высокой разрешающей способности, телевизионные камеры. Нижняя крышка корпуса на рис. 9.63 снята, благодаря чему видны магнитофоны. В корпусе на рисунке сделаны вырезы, сквозь которые видны электронные блоки. Шторки температурного регулирования корпуса датчиков расположены на внешней образующей корпуса. Температура обоих корпусов поддерживается в пределах $25 \pm 10^\circ \text{C}$.

Спутник имеет штыревую командную антенну, принимающую сигналы с земли и передающие антенны телеметрии — сантиметрового и метрового диапазонов.

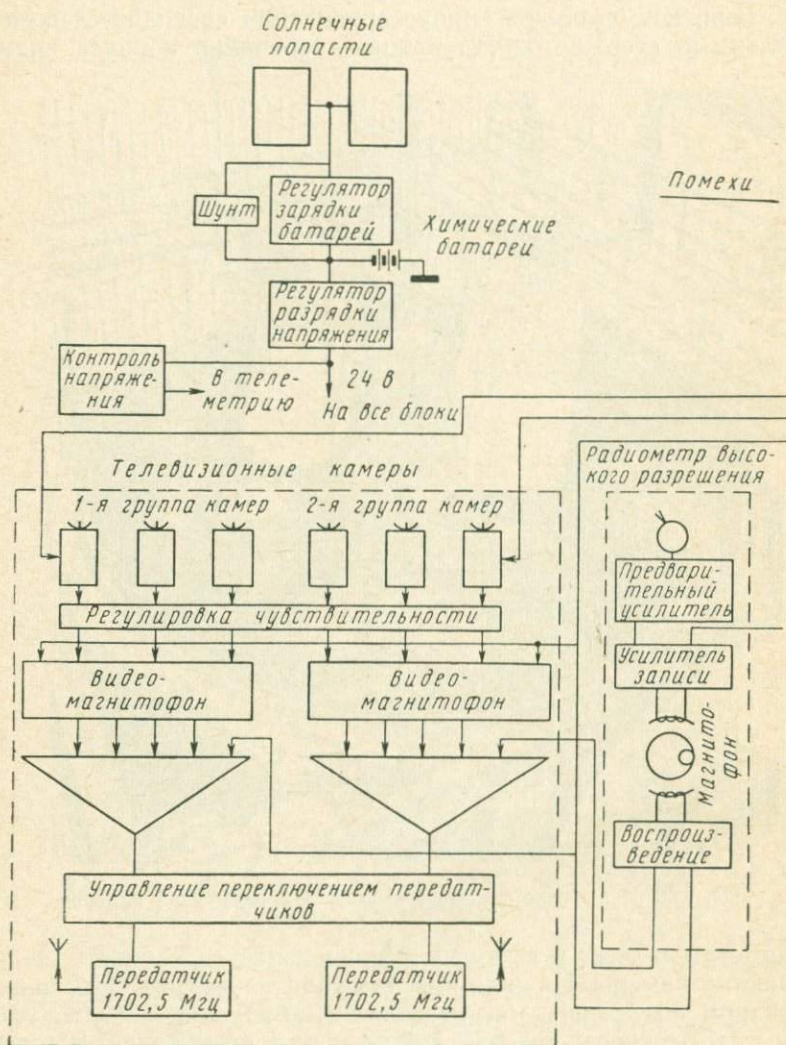
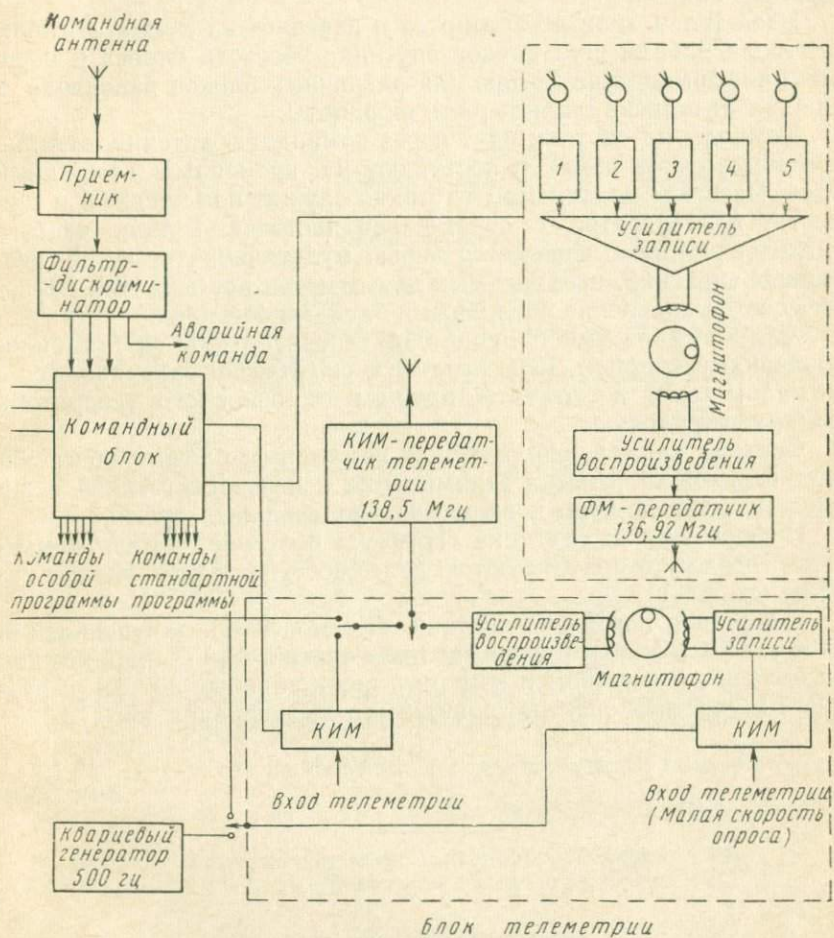


Рис. 9.67. Блок-схема передающей стороны «Нимбус»

На рис. 9.66 показан момент опускания спутника «Нимбус» в барокамеру для испытаний.

Блок-схема передающей стороны показана на рис. 9.67. Радио-



метр среднего разрешения имеет пять датчиков, соответствующих пяти радиационным каналам (см. § 9.6). Запоминание сигналов выполняется с помощью пятидорожечного магнитофона, при передаче информации на Землю используется фазовая модуляция радиосигнала на частоте 136,92 Мгц.

Радиометр высокого разрешения одноканальный с узким лучом зрения аппаратуры и с широкой полосой пропускания радиации. Телевизионные наблюдения за подстилающей поверхностью ведут поочередно две группы камер по три камеры в каждой группе. Оптическая ось одной из камер в каждой группе направлена

по центральной оси спутника, оптические оси двух других отклонены от нее в стороны. Таким образом, три камеры вместе охватывают большой участок Земли (с некоторым взаимным перекрытием кадров).

Блок телеметрии регистрирует и передает на Землю сигналы контроля работы всех блоков спутника. Частота опроса и передачи информации на Землю для различных блоков различная и зависит от степени стабильности их работы.

Команды на спутник идут через командную антенну, отфильтровываются от помех и поступают на временный командный блок. Часовым механизмом спутника служит помещенный в термостат *РС*-генератор с собственной частотой 1 Мгц , частота сигналов которого снижается цепью мультивибраторов до различных значений, необходимых для отметок времени или периодического управления различными блоками спутника.

Для контроля имеется еще один генератор (500 гц), стабилизированный кварцем. Его сигналы периодически сравниваются с сигналом такой же частоты, идущим от основного генератора командного блока.

Система ключей, управляемых командным блоком, обеспечивает переход от режима запоминания к непосредственной передаче сигналов в эфир и включение контрольных органов.

Информация от спутника «Нимбус» поступает на два приемника, сигналы демодулируются, далее поступают в различные каналы (см. § 9.1).

Новейший погодный спутник «Космос-122», запущенный в 1966 г. в СССР, позволяет выполнять телевизионные наблюдения за облачным покровом и измерять радиационные потоки в различных участках спектра от видимого до инфракрасного.

ЛИТЕРАТУРА

Общие курсы

Боднер В. А., Фридендер Г. О., Чистяков Н. И. Авиационные приборы. М., Оборонгиз, 1960.

Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С. Авиационные приборы. М., Машиностроение, 1964.

Зайцев В. А. и Ледохович А. А. Приборы и методика исследования облаков с самолета. Л., Гидрометеиздат, 1960.

Имянитов И. М. Приборы и методы для изучения электричества атмосферы. М., ГИТТЛ, 1957.

Калиновский А. Б., Пинус Н. З. Аэрология. Л., Гидрометеиздат, 1961.

Какурин Л. Г. Электрические измерения аэрофизических величин. Л., Изд-во ЛГУ, 1962.

Кедровливанский В. Н., Стернзат М. С. Метеорологические приборы. Л., Гидрометеиздат, 1953.

Темников Ф. Е., Харченко Р. Р. Электрические измерения неэлектрических величин. ГЭИ, 1948.

Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин. М. — Л., ГЭИ, 1959.

Handbook of meteorological Instrument, part 1—2, London, 1956—1961.

Jones E. B. Instrument technologi. London, vol. I, 1953, vol. II, 1956, vol. III, 1957.

Kleinschmidt E. Handbuch der meteorologischen Instrumenten. Berlin, 1935.

Middleton W., Spilhaus A. Meteorological instruments. Toronto, 1957.

Reiner T. Die meteorologischen Instrumenten. Pössneck, 1949.

Perlat A., Petit M. Mesures en Meteorologie. Paris, 1961.

Основные периодические издания

Авиация и космонавтика.
Бюллетень изобретений Госкомитета по делам изобретений и открытий СССР.

Геомагнетизм и аэрономия.
Известия АН СССР, физика атмосферы и океана (до 1965 г. — Известия АН СССР, сер. геофизическая).

Измерительная техника.
Космические исследования (до 1964 г. — Искусственные спутники Земли).

Приборы и техника эксперимента.
Труды Центральной аэрологической обсерватории ГУГМС.

Aero-space engineering.

COSPAR information Bulletin.

Electronics (русский перевод, «Электроника», изд-во «Мир»).

The Review of Scientific instruments (русский перевод «Приборы для научных исследований», изд-во «Мир»).

К введению

Александров С. Г., Федоров Р. Е. Советские спутники и космические корабли. М., Изд-во АН СССР, 1961.

Метеорология и атомная энергия. Под ред. Е. К. Федорова. М., Изд-во иностр. лит., 1959.

Федоров Е. К. Исследование верхних слоев атмосферы при помощи ракет и ИСЗ. «Природа», № 9, 1957.

К главе I

Арутюнов К. Б. (ред.). Автоматические унифицированные системы контроля и регулирования технологических процессов. М., 1962.

Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., Наука, 1966.

Булгаков А. А. Электронные устройства автоматического управления. М. — Л., ГЭИ, 1958.

Вернер О. Чувствительные гальванометры постоянного и переменного тока. Л., Кубуч, 1933.

Власов В. Ф. Электронные и ионные приборы. М., Связьиздат, 1960.

Гончарский Л. А. Механически управляемые электронные лампы.

Арутюнов В. О. Электрические измерительные приборы и измерения. М. — Л., ГЭИ, 1958.

М. — Л., ГЭИ, 1957.

Ерофеев А. В. Электронные приборы теплового контроля и регулирования тепловых процессов. М. — Л., ГЭИ, 1955.

Карандеев К. Б. Специальные методы электрических измерений. М. — Л., Госэнергоиздат, 1963.

Корндорф С. Ф. Основы электроизмерений, электронной техники и электроавтоматики в приборостроении. М., Машгиз, 1959.

Лебедев А. Н. Счетно-решающие устройства. М., Машгиз, 1958.

Лопатин Б. А. Ламповые гальванометры постоянного тока. ГЭИ, 1952.

Чечик Н. О., Елисеев Р. Е. Фотозлектронные приборы. Наука, М., 1965.

Маркус Дж. Применение электронной автоматики. М., ИЛ, 1962.

Полупроводниковые приборы и их применение. Сборники статей. М., изд-во «Советское радио», вып. I, 1956, вып. 13, 1965.

Полупроводники в науке и технике. Т. I, М. — Л., изд-во АН СССР, 1957, т. II. М. — Л., изд-во АН СССР, 1958.

Стекольников И. С. Электронная осциллография кратковременных процессов. М. — Л., ГИТТЛ, 1952.

Темников Ф. Е. Автоматические регистрирующие приборы. М., Машгиз, 1960.

Фремке А. В. (ред.). Электрические измерения. М. — Л., ГЭИ, 1963.

К главам II—VI

Автоматическое управление и вычислительная техника. Труды совещания ВТОПП 1957. Машгиз, 1958.

Анго М. А. Инфракрасные излучения. М. — Л., Госэнергоиздат, 1957.

Атмосферная турбулентность. Труды ин-та физики атмосферы АН СССР, 4, 1962.

Бергман Л. Ультразвук. М., ИЛ, 1956.

Берлинер М. А. Электрические измерения, автоматический контроль и регулирование влажности. М. — Л., Энергия, 1965.

Бродский А. Д. Новые методы измерения низких температур. М. — Л., Стандартгиз, 1962.

Гухман А. А., Илюхин Н. В. Основы учения о теплообмене при течении газов с большой скоростью. М., Машгиз, 1951.

Иванов Ю. А., Тяпкин Б. В. Инфракрасная техника в военном деле. Изд-во «Советское радио», 1963.

Катыс Г. П. Оптические датчики температуры. Библиотека по автоматике. М. — Л., ГЭИ, 1959.

Катыс Г. П. Элементы систем автоматического контроля нестационарных потоков. М., изд-во АН СССР, 1965.

Кондратьев К. Я. Перенос длинноволнового излучения в атмосфере. М. — Л., ГТТИ, 1950.

Кондратьев Г. М. Регулярный тепловой режим. М., ГИТТЛ, 1954.

Кудрявцев Б. Б. Применение ультразвуковых методов в практике физико-химического анализа. М. — Л., ГТТИ, 1952.

Кульбуш Г. П. Электрические пирометры. М. — Л., ОНТИ, 1932.

Левитин И. Б. Техника инфракрасного излучения. М., изд-во «Советское радио», 1959.

Марголин М. А., Румянцев Н. П. Основы инфракрасной техники. М., Воениздат, 1957.

Методы измерения температур в промышленности. Под ред. А. Н. Гордова. М., Металлургиздат, 1952.

Мик Д., Крэгс Д. Электрический пробой в газах. М., ИЛ, 1960.

Некоторые гидрометеорологические и географические методы измерений и приборы. Л., Гидрометеоздат, 1957.

Полупроводники в науке и технике. Т. I, М. — Л., изд-во АН СССР, 1957, Т. II, М. — Л., изд-во АН СССР, 1959.

Попов М. М. Термометрия и калориметрия. Изд. МГУ, 1954.

Торочков В. Ю., Суражский Д. Я., Сыйко А. А. Частотный анализ работы приемников ветроизмерительных приборов. М., Гидрометеоздат, 1964.

Усольцев Б. А. Измерения влажности воздуха. Л., Гидрометеоздат, 1959.

Физические измерения в газовой динамике и при горении. Под ред. Ю. Ф. Дитякина. М., ИЛ, 1957.

Exploring the atmosphere's first mile. Edited by H. Lettau and B. Davidson. Pergamon Press, 1957.

Hennig F. Temperaturmessung, Leipzig, 1955.

К главе VII

Аглинцев К. К. Дозиметрия ионизирующих излучений. М., ГИТТЛ, 1957.

Баранов В. И. Радиометрия. М., изд-во АН СССР, 1950.

Векслер В. И., Грошев Л. В., Исаев Б. М. Ионизационные методы исследования излучений. М. — Л., ГИТТЛ, 1950.

Данилин А. И. Применение ядерных излучений в гидрометеорологии. Л., Гидрометеоздат, 1957.

Лэпп Р. Е. и Эндриус Г. Л. Физика ядерного излучения. М., Воениздат, 1956.

Таточенко Л. К. Радиоактивные изотопы в приборостроении. М., изд-во Главного Управления по использованию атомной энергии при Совете Министров СССР, 1960.

Шрамков Е. Г., Спектор С. А. Некоторые применения ядерного магнитного резонанса в электроизмерительной технике. Вестник приборостроения, 1, 1959.

Эндрю Э. Ядерный магнитный резонанс. М., ИЛ, 1957.

К главам VIII—IX

Аэродинамика больших скоростей и реактивная техника.

Основы газовой динамики. Ред. Г. Эммонс. М., ИЛ, 1963.

Высоковский Д. М. Рассеяние и поглощение микрорadioволн в атмосферных образованиях и радиолокация. Успехи физических наук, Т. XXXIV, вып. 3, 1952.

Газодинамика разреженных газов. Ред. М. Девиен. М., ИЛ, 1963.

Грю К. Э. и Иббс Т. Л. Термическая диффузия в газах. М., ГИТТЛ, 1956.

Димаксян А. М. Новые телеизмерительные гидрометеорологические приборы. Л., Гидрометеоиздат, 1957.

Доманский Б. Н. Введение в автоматику и телемеханику. М. — Л., ГЭИ, 1950.

Кмито А. А. Методы исследования атмосферы с использованием ракет и спутников. Л., Гидрометеоиздат, 1966.

Кондратьев К. Я. Метеорологические спутники. Л., Гидрометеоиздат, 1963.

Максимов М. В. Телеизмерительные устройства. М. — Л., ГЭИ, 1951.

Миртов Б. А. Газовый состав атмосферы Земли и методы его анализа. М., изд-во АН СССР, 1961.

Николаев А. Г., Перцев С. В. Радиотеплокация. Советское кино, 1964.

М. Николе. Аэрономия. Перевод с англ., М., Мир, 1964.

Никольс М. Х., Раух Л. Л. Радиотелеметрия. М., ИЛ, 1958.

Ракетная и спутниковая метеорология. Ред. Г. Векслер и Д. Е. Кэксэй, перевод с англ., Л., Гидрометеоиздат, 1963.

Ракеты и искусственные спутники в метеорологии. Ред. М. С. Малкевич. М., ИЛ, 1963.

Русанов В. Д. Современные методы исследования плазмы. М., Госатомиздат, 1962.

Степаненко В. Д. Радиолокация в метеорологии. Л., Гидрометеоиздат, 1966.

Техника передачи результатов измерений по радио. Сб. переводов по радиотелеметрии под ред. П. И. Евдокимова, Б. Х. Кривицкого, Ю. А. Шумихина. М., Воениздат, 1955.

Техника передачи измерений с ракет и снарядов. Сб. переводов по радиотелеметрии под ред. В. К. Морозова, В. Г. Поля, Т. А. Шмарнова, М., Оборонгиз, 1959.

Чаплыгин Е. И. Руководство по наблюдениям над течениями. Л., изд-во «Морской транспорт», 1957.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие ко второму изданию	3
Предисловие к первому изданию	3
Введение	5
Глава I. Основные электрические устройства, применяющиеся в аэрофизической аппаратуре	
§ 1.1. Магнитоэлектрические измерительные приборы	7
§ 1.2. Электронные осциллографы	12
§ 1.3. Преобразователи изменения неэлектрических величин в измене- ние электрического сопротивления	20
§ 1.4. Фотоэлектрические преобразователи	27
§ 1.5. Термоэлектрические преобразователи	31
§ 1.6. Усилители электрических сигналов	34
§ 1.7. Мостовые измерительные схемы	48
§ 1.8. Измерительные потенциометры	56
§ 1.9. Фазовый детектор	59
§ 1.10. Автоматически синхронизирующиеся электрические устройства	62
Глава II. Измерение температуры	
§ 2.1. Особенности измерения температуры в естественных условиях	68
§ 2.2. Термоэлектрические термометры	88
§ 2.3. Термометры сопротивления	91
§ 2.4. Транзисторные термометры	107
§ 2.5. Радиационные термометры	108
§ 2.6. Акустические термометры	120
§ 2.7. Термометры с периодическим сигналом	131
Глава III. Измерение влажности воздуха	
§ 3.1. Конденсационные гигрометры	135
§ 3.2. Психрометры	146
§ 3.3. Деформационные гигрометры	152
§ 3.4. Радиационные гигрометры	155
§ 3.5. Адсорбционные гигрометры	163
§ 3.6. Конденсаторные гигрометры	166
§ 3.7. Гигрометры СВЧ	169
§ 3.8. Мембранные (диффузионные) гигрометры	169
§ 3.9. Гигрометры теплопроводности	170
§ 3.10. Сравнение различных методов измерения влажности воздуха	171
Глава IV. Измерение воздушных потоков	
§ 4.1. Вращающиеся анемометры (ротоанемометры)	172
§ 4.2. Заторможенные анемометры	199

§ 4.3.	Измерители направления воздушных потоков	203
§ 4.4.	Электрические тепловые анемометры	212
§ 4.5.	Акустические анемометры	222
§ 4.6.	Высокочастотные искровые анемометры	228
Глава V. Измерение вертикальных градиентов аэрофизических величин		
§ 5.1.	Особенности градиентных измерений в естественных условиях	233
§ 5.2.	Измерители градиентов температуры воздуха	237
§ 5.3.	Измерители градиентов влажности воздуха	243
§ 5.4.	Измерители градиентов ветра	246
Глава VI. Структурные измерения аэрофизических величин		
§ 6.1.	Структурные характеристики	250
§ 6.2.	Структурные измерители температуры воздуха	253
§ 6.3.	Структурные измерители воздушных потоков	264
§ 6.4.	Измерение порывистости ветра	271
Глава VII. Использование средств атомной физики для целей геофизических измерений		
§ 7.1.	Некоторые сведения из атомной физики	274
§ 7.2.	Измерения, выполняющиеся при работе с изотопами	278
§ 7.3.	Геофизические приборы, основанные на применении радиоактивных изотопов	287
§ 7.4.	Применение меченых частиц при изучении воздушных движений больших масштабов	309
§ 7.5.	Атомные батареи	313
§ 7.6.	Применение ядерного магнитного резонанса	316
Глава VIII. Дистанционные измерения		
§ 8.1.	Основные понятия	320
§ 8.2.	Дистанционная аппаратура с проводной связью	324
§ 8.3.	Радиотелеметрическая аппаратура	331
Глава IX. Измерения с использованием искусственных спутников земли (ИСЗ)		
§ 9.1.	Основные понятия	367
§ 9.2.	Особенности измерений при движении приборов с большими скоростями и на больших высотах	373
§ 9.3.	Траектории спутников	387
§ 9.4.	Ориентация спутников	397
§ 9.5.	Измерение плотности и газового состава воздуха	404
§ 9.6.	Радиометры	415
§ 9.7.	Балансомеры	424
§ 9.8.	Наблюдения за солнцем	431
§ 9.9.	Радиационный измеритель высоты облаков	435
§ 9.10.	Телевизионные наблюдения за облачностью	438
§ 9.11.	Измерение температуры воздуха	446
§ 9.12.	Радиолокационные наблюдения	452
§ 9.13.	Измерение напряженности электрического поля	466
§ 9.14.	Источники питания	469
§ 9.15.	Устройство спутников	471
Литература	483

1р.11к.

1736



ВЫСШАЯ ШКОЛА · 1967