

ГЛАВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ СЛУЖБЫ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ГЛАВНАЯ ГЕОФИЗИЧЕСКАЯ ОБСЕРВАТОРИЯ им. А. И. ВОЕЙКОВА

06
Т-78

ТРУДЫ

ВЫПУСК 346

АППАРАТУРА И МЕТОДЫ
МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

287702

Под редакцией
канд. техн. наук Л. П. АФИНОГЕНОВА,
канд. физ.-мат. наук М. С. СТЕРНЗАТА

Ленинградский
Гидрометеорологический ин-т
БИБЛИОТЕКА
Л-д 195196 Малоохтинский пр., 86



ГИДРОМЕТЕОИЗДАТ
ЛЕНИНГРАД · 1976

В статьях сборника описываются приборы или оригинальные узлы приборов для метеорологических измерений, а также рассматриваются вопросы теории и методики измерений и проверки новых видов аппаратуры.

В статьях методического и теоретического характера рассматриваются некоторые вопросы авиационной метеорологии, работа винтового анемометра при боковой составляющей скорости ветра, влияние шумов на результаты пульсационных измерений, распределение абсолютного экстремума случайного процесса.

В статьях, посвященных приборам, описываются: устройство для регистрации экстремальных значений, индикаторные устройства для отображения метеорологической информации, приборы для пульсационных, градиентных измерений и для получения интегрального значения измеряемого параметра; кроме того, рассматриваются характеристики транзисторных датчиков температуры и устройства для температурных измерений с использованием таких датчиков.

Сборник может быть полезен специалистам Гидромет службы и других ведомств, связанных с разработкой и эксплуатацией метеорологических приборов и устройств.

Instruments or original units of instruments for meteorological measurements are described and the questions of theory and procedure of measurements and checking of new types of apparatus are considered in the publication.

Some problems of aviation meteorology, operation of screw anemometer with lateral component of wind velocity, influence of noise upon the results of pulsation measurements, and the distribution of random process absolute extremum are discussed in the methodical and theoretical articles.

The articles devoted to instruments describe: equipment for recording extreme values, indicator device for mapping meteorological information, apparatus for pulsation gradient measurements and for obtaining the integral value of measured parameter, as well as the characteristics of transistored sensors and equipment for measurement of temperature using such sensors.

The publication is intended for specialists of the Hydrometeorological Service and other departments dealing with meteorological equipment development and operation,

ПРИНЦИПЫ РАЗМЕЩЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ КРАМС В АЭРОПОРТАХ

Автоматические метеорологические станции типа КРАМС предназначены для сбора, обработки и распространения информации о погоде в зоне взлетно-посадочной полосы аэродрома. Станция производит автоматически измерение давления, температуры, влажности, скорости и направления ветра, метеорологической дальности видимости, высоты нижней границы облаков и некоторых других параметров. Она производит их обработку и выдает в результате информацию, куда включаются данные ручного ввода оператором о явлениях, для которых нет автоматических датчиков (погода в срок и между сроками, форма и количество облаков, туман, дымка, отдаленная гроза и т. д.). Станция выдает эту информацию на цифровые индикаторные устройства в оперативные подразделения аэропорта и может распространять ее по телеграфной линии связи и в виде речевых справок при запросе из абонентской сети.

Информация, выдаваемая станцией, может обновляться при необходимости через 5, 10, 30 минут, 1 и 3 часа, а также при запросе с любого индикаторного устройства или из телеграфного канала связи и автоматически при возникновении опасной метеорологической ситуации на аэродроме (появление низкой облачности, малой дальности видимости, больших скоростей ветра, грозных разрядов).

Все выдаваемые станцией данные регистрируются на рулонном телеграфном аппарате. Ленты перфораторов телеграфных аппаратов обеспечивают возможность дальнейшей машинной обработки этих данных.

Блок-схема станции представлена на рис. 1. Датчики давления, температуры и влажности, а также датчик грозы подключаются непосредственно к центральному устройству при помощи имеющихся в комплекте кабелей. Датчик параметров ветра подключается через блок вторичных преобразователей параметров ветра *БВПВ*. На другой вход *БВПВ* подключается один из датчиков

перпендикулярной к ВПП составляющей скорости ветра ДПВ \perp . Таких датчиков может быть до пяти штук соответственно пяти положениям переключателя на пульте ручного управления ЦУ, определяющего номер подключенного дистанционного блока ДБ. Рабочими являются, таким образом, только один ДПВ \perp и один ДБ.

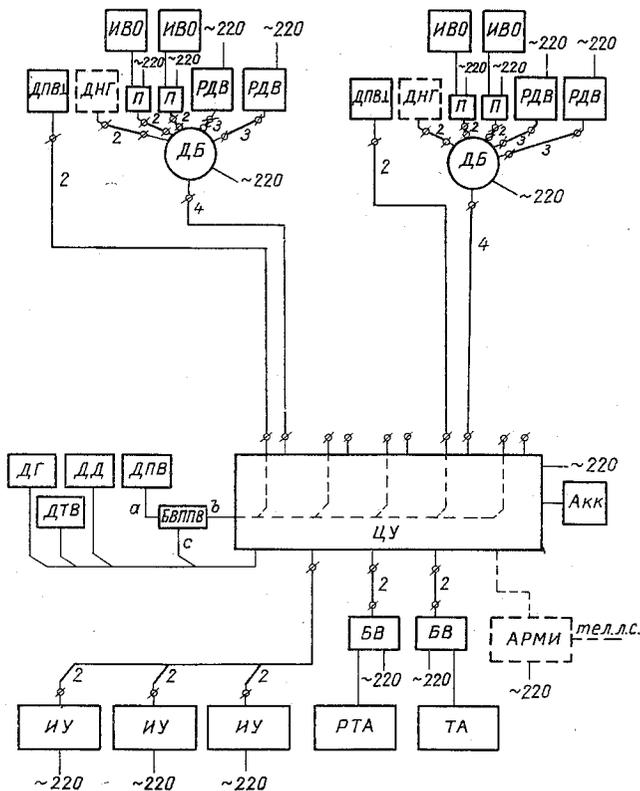


Рис. 1. Блок-схема станции КРАМС.

Каждый дистанционный блок коммутирует пять датчиков: два датчика высоты нижней границы облаков ДВНГО, два датчика метеорологической дальности видимости ДМДВ и датчик наличия гололеда на ВПП. В КРАМС выпуска 1971—1974 гг. ДНГ отсутствовал.

К ЦУ подключаются также устройства представления информации. Это — индикаторные устройства ИУ (до пяти штук), рулонный телеграфный аппарат РТА и телетайп ТА (оба через блоки вызова), располагаемые в непосредственной близости от телеграфных аппаратов. К ЦУ могут также подключаться аккумуляторы,

необходимые при перебоях в сетевом питании, и автоматический речевой метеоинформатор *АРМИ*, который в *КРАМС* выпуска 1971—1974 гг. отсутствовал.

Все перечисленное оборудование (*ДПВ* ⊥, *ДБ*, *ИУ*, *РТА*, *ТА*) подключается к *ЦУ* через линии связи аэропорта. В комплекте *КРАМС* имеются только отрезки кабелей в несколько метров, снабженные с одной стороны разъемами, а с другой клеммами под зажим — для соединения с клеммными колодками, на которые выходят соответствующие линии связи. На рис. 1 те линии связи, которые должны выделяться руководством аэропорта, утолщены и указано необходимое число жил. Удаление перечисленных блоков от *ЦУ* может быть до 10 км. Таково же примерно максимальное удаление *ДВНГО*, *ДМДВ* и *ДНГ* от *ДБ*. Максимальное удаление *ДГ*, *ДТВ* и *ДПВ* определяется прилагаемым кабелем и составляет 300 м; удаление *ДД* и аккумуляторов также определено длинами прилагаемых кабелей и составляет около 10 м.

Следует иметь в виду, что для питания *ДВНГО*, *ДМДВ*, *ДБ*, *ИУ*, блоков вызова и *АРМИ*, а также *ЦУ*, используется сеть ~ 220 В и 50 Гц, поэтому поблизости от каждого из перечисленных блоков должна быть расположена штепсельная розетка.

В случае пропадания сетевого напряжения аккумулятор обеспечивает работу следующих блоков: *ЦУ*, *ДД*, *ДТВ*, *ДГ*, *ДПВ*, *ДПВ* ⊥ в течение не менее 10 часов. Реально же в аэропорту сетевое напряжение пропадает на короткое время, но аккумуляторы и при этом играют очень важную роль, так как обеспечивают бесшумную работу станции; при их отсутствии остановка станции неминуема.

Внедрение автоматических метеостанций *КРАМС* в аэропортах в значительной мере облегчается тем, что в качестве датчиков высоты нижней границы облаков и метеорологической дальности видимости использованы уже давно эксплуатируемые в аэропортах в качестве автономных приборов импульсный светолокатор *ИВО* и базисный регистратор дальности видимости *РДВ*, причем *РДВ* используется совсем без изменений, а *ИВО* снабжен приставкой, обеспечивающей дистанционное измерение. При автономном использовании *ИВО* с приставкой оператор подает сигналы управления и осуществляет съем показаний через пульт дистанционного управления *ПДУ*. Для успешного внедрения *КРАМС* очень важно, чтобы *ДВНГО* и *ДМДВ* надежно работали в автономном режиме, а это достигается само собой, если будут использованы те же приборы, которыми пользуются наблюдатели в оперативной работе.

Таким образом, *ДВНГО* и *ДМДВ* *КРАМС* являются приборами универсальными. Они могут и должны использоваться на *АМСГ* в качестве обычных штатных приборов, и лишь попутно, дополнительно, автоматически показания этих приборов поступят в центральное устройство и далее, уже в составе телеграммы, на внешние устройства (*ИУ*, *РТА*, *ТА*, *АРМИ*). В телеграмму на *ИУ* входят данные о высоте нижней границы облаков от двух датчиков, о ме-

теорологической дальности видимости от двух датчиков, значения температуры, давления, относительной влажности, направления ветра, его средней и максимальной скоростей, составляющей максимальной скорости поперек ВПП, московское время. В телеграмму на *ИУ* включаются также данные ручного ввода через пульт *ЦУ* о метеорологических явлениях и общем количестве облаков. В случае возникновения ближней грозы информация об этом также поступает на *ИУ*.

В телеграфную линию связи на *ТА* *КРАМС* выдает более обширную информацию. Туда входят дополнительно данные об экстремальных значениях температуры, величине и характере барической тенденции и некоторые другие.

Размещение *КРАМС* на аэродроме должно производиться с учетом специфики аэропорта (например, наличие линий связи), а также с соблюдением некоторых общих правил, часть из которых уже высказана в процессе рассмотрения блок-схемы (см. рис. 1).

Типовая схема размещения *КРАМС* в аэропорту представлена на рис. 2. Большая часть оборудования, т. е. центральное устройство, дистанционные блоки, контрольное *ИУ*, *РТА*, указатели и самописцы всех *ДМДВ*, один *ДМДВ*, один *ДВНГО*, один *ДПВ*⊥, основной *ДПВ*, *БВППВ*, *ДД*, *ДТВ*, *ДГ* и аккумуляторы, размещаются на основном наблюдательном пункте (это обычно один из *СДП*). Здесь же располагаются пульты дистанционного управления выносных *ДВНГО* и дополнительно устанавливаемые тумблера *П1* ÷ *П3* для отключения линий связи от *ДБ* и переключения их на *ПДУ*.

Вблизи середины *ВПП* и на противоположном старте располагаются дистанционные *ДМДВ*. Дистанционные *ДВНГО* располагаются на ближних приводах и противоположном старте. Выносные *ИУ* подключаются к *ЦУ* через кнопку *К*, обеспечивающую при нажатии на нее переключение концов в положение, противоположное рабочему. Это, как будет показано ниже, обеспечивает гашение выданной на выносные *ИУ* информации. Выносные *ИУ* располагаются обычно в диспетчерских службах аэропорта.

При отсутствии некоторых линий связи схема размещения может изменяться. Можно отказаться от установки *ДПВ*⊥ на противоположном старте, а при работе этого старта сигнал о боковой составляющей получать с датчика, установленного на метеоплощадке основного наблюдательного пункта. Далее можно отказаться от установки *ДВНГО* на противоположном старте, подключая *ДВНГО* основной метеоплощадки параллельно к обоим *ДБ*. При *ВПП* короче 2 км *ДМДВ* в середине *ВПП* можно не устанавливать. В этом случае рекомендуется располагать на стартах по два *ДМДВ* с целью резервирования и взаимного контроля.

Самописцы и указатели *ДМДВ* подключаются параллельно с *ДБ*. Таким образом, информация о метеорологической дальности видимости может сниматься не только через *КРАМС*, но одновременно с самописцев и указателей, позволяющих контролировать ход этого метеопараметра.

Пульты дистанционного управления ДВНГО используются при автономной работе датчиков. Переключение на ПДУ должно производиться при низкой облачности, когда на БПРМ посылается специально наблюдатель. Измерения при этом следует строить таким образом, чтобы результаты считывались через ПДУ дистанционно, а контроль качества обеспечивал наблюдатель, находящийся

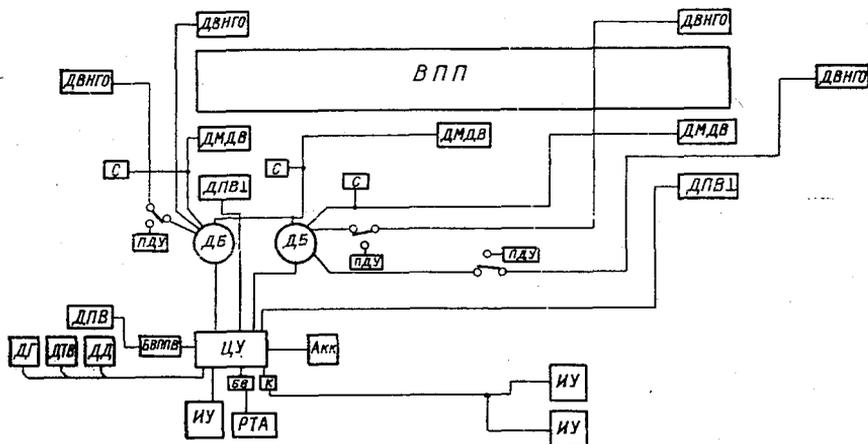


Рис. 2. Типовая схема размещения КРАМС в аэропорту.

на БПРМ, используя при этом шкалу пульта ИВО того же датчика и другие приборы. Со временем накопится опыт работы через ПДУ и можно будет ставить вопрос об отказе посылать наблюдателя на БПРМ. ПДУ следует использовать во всех случаях, когда у наблюдателя возникает сомнение в результатах автоматических измерений.

Существенным недостатком КРАМС является то, что измерения и последующая выдача результатов производятся позже, чем это определено действующим наставлением для аэропортов гражданской авиации. Так, в получасовом режиме работы измерения должны производиться в 20 и 50 минут каждого часа, а КРАМС производит сбор информации в 30 и 60 минут часа. Чтобы обеспечить автоматическую работу с началом производства измерений в 20 и 50 минут, возможны два приема:

- установка в оперативную ячейку времени фиктивного времени, на десять минут большего текущего московского времени;
- изменение программы.

Первый прием приводит к тому, что на индикаторном устройстве высвечивается время срока на 10 минут раньше наступления этого срока. Такое положение создает некоторые неудобства в работе.

Второй прием состоит в замене содержимого одного адреса долговременного ЗУ (ячейка 755 в первой тысяче) числом, меньшим на величину требуемого опережения начала измерений, т. е. на 10. Этот прием предпочтительнее, поскольку на ИУ будет высвечиваться истинное московское время. При необходимости обеспечить работу в 15-минутном режиме (а в КРАМС такого режима нет) можно использовать имеющийся 10-минутный режим. Тогда измерения начнутся за 5 минут до сроков 15 и 45 минут каждого часа и за 10 минут до сроков 30 и 60 минут. При этом происходят два лишних измерения в 30 и 60 минут, которые могут быть при необходимости запрещены, если перед передачей разорвать линию связи на выносные ИУ.

Наблюдатель, который следит за работой КРАМС, должен контролировать выдаваемую информацию. Его задача состоит в выявлении и исправлении ошибок. Ошибки могут быть как по причине выхода из строя отдельных или ряда измерительных каналов, так и по причине несовершенства некоторых датчиков и заложенной в КРАМС методики измерения и обработки. Для борьбы с систематическими отказами измерительных каналов в оперативной памяти ЦУ имеется набор так называемых дублирующих ячеек, в которых при исправных каналах при начальном вводе заносятся отрицательные числа —9999. Число ячеек соответствует числу каналов. В случае выхода из строя какого-либо канала в соответствующую ячейку заносится через пульт ручного управления ЦУ положительная величина метеопараметра. Измерения по такому каналу в ходе программы уже не производятся, а выдается величина из дублирующей ячейки во всех последующих телеграммах. Меняя содержимое дублирующей ячейки вручную согласованно с изменениями метеопараметра перед выдачей, наблюдатель обеспечивает доставку информации до потребителя в составе телеграммы КРАМС. Если перед очередным сроком в дублирующую ячейку ввести снова число —9999, то это и последующие измерения будут по-прежнему осуществляться через датчик.

Средства для исправления случайных ошибок в телеграмме в КРАМС не предусмотрены, однако имеется возможность пользоваться для повторной выдачи тест-программой проверки выдачи на ИУ. При этом, изменив содержимое одной ячейки долговременного ЗУ, можно обеспечить возврат в основную программу. Занимает тест около 10 секунд. Перед его запуском наблюдатель проверяет правильность выдачи информации и, если по какому-то параметру возникает сомнение в правильности, с пульта ЦУ в основные ячейки оперативной памяти, где хранятся результаты наблюдений, он заносит полученные при помощи вспомогательных приборов более точные, по его мнению, значения метеопараметров (любого одного или нескольких метеопараметров), затем, не останавливая станцию, в паузе между минутными программами выполняет команду 15854. Происходит выдача уже с исправленными результатами и автоматический возврат в режим нормальной ра-

боты при условии выполнения перешивки адреса 859, куда надо занести константу 15834. Чтобы у внешних потребителей за время между выдачей с ошибками и повторной выдачей исправленной информации не возникло возможности использовать ошибочную информацию, необходимо сразу же после выявления ошибок по контрольному ИУ погасить выносные ИУ, нажав кнопку К (см. рис. 2), коммутирующую линию связи. Гашение происходит из-за того, что имеющееся в линии контрольное напряжение от ЦУ поменяет полярность, что равносильно сигналу подготовки ИУ, осуществляющему сброс предыдущей информации.

С целью продления срока службы ИУ рекомендовано разрывать анодное питание индикаторных ламп, вводя тумблер в соответствующую жилу кабеля, соединяющего блок питания ИУ с его основным блоком. Цепь с этой жилой должна быть замкнута только на время, пока производится чтение информации.

Выполнение указанных рекомендаций существенно повышает эффективность использования КРАМС в оперативной работе АМСГ. В дальнейшем КРАМС будут выпускать с некоторыми изменениями, которые в значительной мере улучшат их эксплуатационные качества в соответствии с задачами АМСГ.

О РАСПРЕДЕЛЕНИИ АБСОЛЮТНОГО ЭКСТРЕМУМА СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

Для ряда задач, связанных с наблюдением и прогнозом опасных метеорологических явлений, необходимо расчетным путем находить абсолютный экстремум исследуемого метеозлемента и его распределение за заданный интервал времени. Вопрос о распределении абсолютного максимума стационарного случайного процесса за некоторый интервал T рассмотрен в ряде работ. Общего решения этой задачи не имеется; исключение составляет случай марковских процессов и случай, когда интервал наблюдения T много больше интервала корреляции процесса. Различные подходы к нахождению предельного закона распределения абсолютного максимума H_m за интервал T , при $T \rightarrow \infty$ рассмотрены в [2, 4, 5].

В работе [5] для распределения абсолютного максимума дважды дифференцируемого стационарного нормального процесса за интервал $T \rightarrow \infty$ получено (математическое ожидание процесса для простоты записи полагаем равным нулю):

$$f(h_m) = \sqrt{2 \ln \mu(T)} \exp[2 \ln \mu(T) - h_m \sqrt{2 \ln \mu(T)}] \times \\ \times \exp\{-\exp[2 \ln \mu(T) - h_m \sqrt{2 \ln \mu(T)}]\}, \quad T \rightarrow \infty, \quad (1)$$

где $\mu(T) = \frac{T \sigma_{x_1}}{2\pi \sigma_x}$ — безразмерный параметр, равный среднему числу пересечений стационарным процессом его нулевого уровня (точнее, уровня, соответствующего математическому ожиданию процесса), $\sigma_x = R_x(0)$ и $\sigma_{x_1}^2 = -R_x''(0)$ — дисперсия процесса $x(t)$ и его производной $x_1(t) = \frac{dx(t)}{dt}$, $R_x(t)$ — корреляционная функция процесса $x(t)$, $h_m = \frac{H_m}{\sigma_x}$. При выводе выражения (1) принималось, что для больших уровней C (заметно больших σ_x) число пересечений процессом уровня C (снизу вверх) за интервал T подчиняется закону Пуассона. При этом вероятность P_0 того, что на интервале T не будет ни одного пересечения с уровнем C (при больших C при-

ближенно равная вероятности того, что в интервале T максимальное значение не превосходит C), равна

$$P_0 = \exp[-n(C)T] \approx P(H_m < C), \quad T \rightarrow \infty, \quad (2)$$

где $n(C) = \frac{\sigma_{x_1}}{2\pi\sigma_x} \exp\left(-\frac{C^2}{2\sigma_x^2}\right)$ — среднее число пересечений уровня C снизу вверх в единицу времени нормальным процессом.

В работе [1] показано, что распределение (1) справедливо и для некоторых нормальных процессов, имеющих только первую производную.

Наложение существенных ограничений на характер процесса при использовании выражения (1) является препятствием для многих метеорологических задач. В этом смысле заметный интерес представляет метод нахождения распределения абсолютного максимума, предложенный В. В. Болотиным [2] и пригодный для произвольных процессов, имеющих первую производную.

Вероятность того, что за интервал T значение функции хотя бы один раз превысит заданный уровень C , равна

$$P(H_m > C) = \sum_{k=1}^{\infty} P_k, \quad (3)$$

где P_k — вероятность k -кратного превышения уровня C за интервал T . С другой стороны, для среднего числа выбросов за уровень C в течение интервала T можно записать

$$N(C) = \sum_{k=1}^{\infty} kP_k. \quad (3')$$

Будем рассматривать большие уровни C , для которых $N(C) \ll 1$. Для таких уровней вероятность того, что за интервал T имеет место k выбросов, резко убывает с увеличением k , т. е. $P_2 \ll P_1$, $P_3 \ll P_2$ и т. д. В работе [2] предложено в качестве оценки для вероятности $P(H_m > C)$ использовать среднее число превышений этого уровня. Как видно из (3) и (3'), это соответствует пренебрежению вероятностью более чем одного выброса. Очевидно, такой подход несколько завышает вероятность $P(H_m > C)$, т. е. дает оценку сверху.

Для интегрального закона распределения абсолютного максимума за большой интервал T можно приближенно написать

$$P(H_m < C) = \begin{cases} 0 & \text{при } C \leq C_0, \\ 1 - N(C) & \text{при } C > C_0, \end{cases} \quad (4)$$

где C_0 — корень уравнения $N(C_0) = 1$.

Плотность вероятности экстремума

$$f(H_m) = \begin{cases} 0 & \text{при } H_m \leq C_0, \\ -\frac{dN(H_m)}{dH_m} & \text{при } H_m > C_0. \end{cases} \quad (4')$$

Данный метод не требует от процесса наличия второй производной и может использоваться для процессов, не являющихся нормальными и стационарными. В этом случае в (4')

$$N(C) = \int_t^{t+T} \int_0^{\infty} x_1(t) \omega(C, x_1(t)) dx_1 dt,$$

где $\omega(C, x_1(t))$ — двумерная функция распределения процесса $x(t)$ при значении, равном C и его производной $x_1(t) = \frac{dx(t)}{dt}$.

Для стационарного нормального процесса из (4') получим

$$f(h_m) = \begin{cases} 0 & \text{при } h_m \leq \sigma_x \sqrt{2 \ln \mu(T)}, \\ \mu(T) h_m \exp\left(-\frac{h_m^2}{2}\right) & \text{при } h_m > \sigma_x \sqrt{2 \ln \mu(T)}. \end{cases} \quad (5)$$

Распределения абсолютного экстремума, соответствующие выражениям (1) и (5), приведены на рис. 1 (кривые 1 и 2). Из рисунка видно, что метод В. В. Болотина дает хорошее приближение только при больших значениях h_m .

Точность метода В. В. Болотина можно существенно повысить, если воспользоваться следующим подходом. Как указывалось, при выводе выражения (4) полагалось, что вероятностью двух и более выбросов через уровень C , заметно больший σ_x , можно пренебречь. Это допущение тем точнее, чем меньше $N(C)$ по сравнению с единицей и наоборот. Разобьем интервал T на m прилегающих интервалов ($i=1, \dots, m$). При интервале T , много большем интервала корреляции процесса, и малом m абсолютные максимумы H_{im} за эти интервалы могут быть приняты независимыми случайными величинами с распределениями

$$P(H_{im} < C) = \begin{cases} 0 & \text{при } C \leq C_{0i}, \\ 1 - N_i(C) & \text{при } C > C_{0i}, \end{cases} \quad (6)$$

где $N_i(C)$ — среднее число выбросов через уровень C за интервал T_i , C_{0i} — корень уравнения $N_i(C) = 1$. Распределение абсолютного максимума за интервал T может быть получено из выражения

$$P(H_m < C) = \prod_{i=1}^m P(H_{im} < C) = \begin{cases} 0 & \text{при } C \leq C_{0m}, \\ \prod_{i=1}^m [1 - N_i(C)]^m & \text{при } C > C_{0m}, \end{cases} \quad (7)$$

где C_{0m} — наибольшее из значений C_{0i} .

Точность нахождения вероятности $P(H_{im} > C)$ в области больших C может быть дополнительно повышена, если учесть вероятность P_2 наличия двух выбросов за интервал T_0 . В этом случае

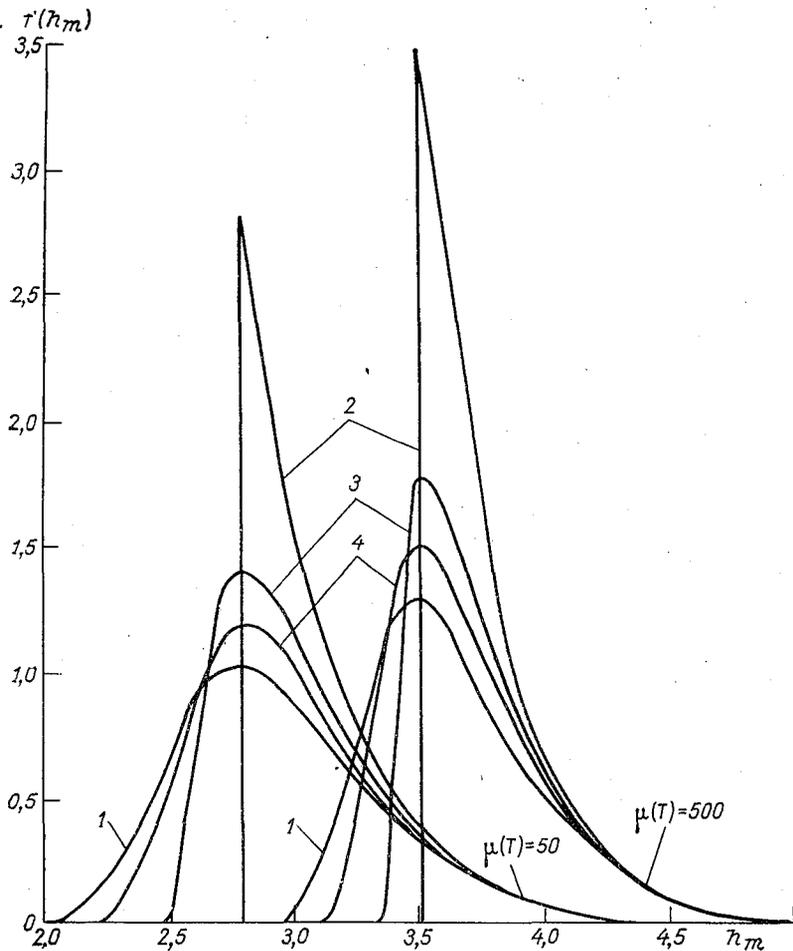


Рис. 1.

для определения P_1 и P_2 из выражения (3) привлекается, помимо $N(C)$, дисперсия числа выбросов за интервал T

$$D_{N(C)} = \sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k - N^2(C).$$

Полезно отметить, что выражение (7) может быть использовано для простого нахождения распределения абсолютного максимума нестационарного процесса по выражениям для стационарного процесса. При этом нестационарный процесс рассматривается как кусочно-стационарный, т. е. в выражении (7) параметры про-

цесса (математическое ожидание и корреляционная функция) для каждого из интервалов в общем случае различны.

Для стационарного процесса и равных интервалов $T_i = \frac{T}{m}$ из (7) получим

$$P(H_m < C) = \begin{cases} 0 & \text{при } C \leq C'_0, \\ \left[1 - \frac{T\bar{N}(C)}{m}\right]^m & \text{при } C > C'_0, \end{cases} \quad (8)$$

где C'_0 — корень уравнения $T\bar{N}(C) = m$, $\bar{N}(C) = \frac{N(C)}{T}$. В частности, для плотности вероятности абсолютного максимума нормального стационарного процесса имеем

$$f(h_m) = \begin{cases} 0 & \text{при } h_m \leq C'_0, \\ \mu(T)h_m \exp\left(-\frac{h_m^2}{2}\right) \left[1 - \frac{\mu(T)}{m} \exp\left(-\frac{h_m^2}{2}\right)\right]^{m-1} & \text{при } h_m > C'_0, \end{cases} \quad (9)$$

где $C'_0 = \sqrt{2 \ln \frac{\mu(T)}{m}}$. Очевидно, при $m=1$ из (9) получается выражение (5).

Распределение (9) при $m=2$ (кривые 3) и $m=4$ (кривые 4) приведено на рис. 1. Из рисунка видно, что с увеличением числа участков m распределение (9) все ближе стремится к кривой 1.

Из (9) нетрудно получить выражения для математического ожидания и дисперсии абсолютного максимума:

$$\bar{h}_m = \sqrt{2 \ln \frac{\mu(T)}{m}} - \sum_{i=1}^m C_m^i \sqrt{\frac{\pi}{2i}} \left[-\frac{\mu(T)}{m}\right]^i \left[1 - \Phi\left(\sqrt{i \ln \frac{\mu(T)}{m}}\right)\right],$$

$$D_{hm} = 2 \sigma_x^2 \left[\ln \frac{\mu(T)}{m} - \frac{h_m^2}{2} - \sum_{i=1}^m C_m^i \frac{(-1)^i}{i} \right],$$

где

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt, \quad C_m^i = \frac{m!}{i!(m-i)!}.$$

В табл. 1 для выборочных значений $\mu(T)$ приведены нормированные оценки математического ожидания \bar{h}_m и дисперсии $d = \frac{D_{hm}}{\sigma_x^2}$ при разных количествах участков m . Для сравнения приведены аналогичные величины, найденные из распределения Крамера (1).

Нетрудно убедиться, что с увеличением числа участков оценки \bar{h}_m и d приближаются к значениям для распределения Крамера.

Таблица 1

m	$\mu(T)$							
	7,4		20		90		245	
	\bar{h}_m	d	\bar{h}_m	d	\bar{h}_m	d	\bar{h}_m	d
1	2,42	0,139	2,81	0,104	3,31	0,080	3,60	0,066
2	2,36	0,152	2,74	0,117	3,24	0,104	3,54	0,097
3	2,29	0,213	2,70	0,157	3,21	0,139	3,51	0,113
По Кра- меру	2,29	0,325	2,69	0,219	3,19	0,148	3,49	0,116

Рассмотрим предельный случай, когда $T \rightarrow \infty$ и $m \rightarrow \infty$ так, что интервал $T_i = \frac{T}{m}$ также стремится к бесконечности. Поскольку увеличение T и уменьшение $\bar{N}(C)$ согласовано, т. е. произведение $T\bar{N}(C)$ остается конечным, из выражения (8) получаем

$$\lim_{T \rightarrow \infty} P(H_m < C) = \exp[-T\bar{N}(C)],$$

что совпадает с (2) для случая нормального процесса. Таким образом, в пределе распределение (9) совпадает с распределением Крамера.

Отметим, что рассматриваемый метод позволяет находить распределение прогнозируемого экстремума случайного процесса для заданного интервала экстраполяции и оценивать погрешность прогноза экстремальных значений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Беляев Ю. К. Предельная теорема для числа пересечений высокого уровня гауссовским процессом.— ДАН СССР, 1967, т. 173, № 4, с. 739—740.
2. Болотин В. В. Статистические методы в строительной механике. М., Госстройиздат, 1965, с. 279.
3. Тихонов В. Н. Выбросы случайных процессов. М., «Наука», 1970.
4. Шукайло В. Ф. О распределении времени ограничения и абсолютного максимума стационарного случайного процесса.— «Радиотехника и электроника», 1968, т. 13, № 6, с. 996 ÷ 1006.
5. Cramer H. A limit theorem for the maximum values of certain stochastic processes.— «Теория вероятности и ее применение», 1965, т. 10, вып. 1, с. 137—139.

АНАЛИЗ ИЗМЕНЧИВОСТИ ПОСАДОЧНЫХ МИНИМУМОВ ПО ВЫСОТЕ ПРИ УСТАНОВЛЕННЫХ ЗНАЧЕНИЯХ ЗАПАСА ВРЕМЕНИ

Заход на посадку является для пилота одним из наиболее трудных этапов полета. За короткий отрезок времени он должен выполнить множество операций: пользоваться практически всем комплексом пилотажно-навигационных приборов, наблюдать за наземными ориентирами и воздушной обстановкой, совершать маневры, поддерживать радиосвязь и т. д. В этих случаях, особенно при метеоусловиях, близких к посадочному минимуму, решающее значение имеют психофизиологические возможности человека, выполняющего сложные операции в условиях острого дефицита времени.

По имеющимся статистическим данным, в настоящее время примерно 70% летных происшествий происходят из-за так называемых ошибок летного состава или группы руководства полетами, т. е. обусловлены «личным фактором». Ошибки операторов обусловлены главным образом не халатностью или невнимательностью операторов, а чрезвычайно усложнившимися условиями эксплуатации при дефиците времени, недостаточным уровнем изученности комплексной системы «пилот — самолет — среда» [1].

Влияние дефицита времени все сильнее будет сказываться в будущем при непрерывно расширяющихся требованиях к регулярности и всепогодности полетов, повышению надежности воздушного транспорта [2].

Основным параметром, определяющим минимально допустимый запас времени $t_{\text{доп}}$ при заходе на посадку и психофизиологическую нагрузку пилота, является посадочный минимум по высоте.

Под посадочным минимумом по высоте принятия решения $h_{\text{доп}}$ понимается наименьшая высота, до которой разрешается слепая посадка. Этот минимум устанавливается исходя из точностных параметров посадочных систем, динамических характеристик самолетов и уровня подготовки пилотов [3].

В настоящее время устанавливаются постоянные значения минимумов по высоте, но так как при этом не учитывается влияние

на путевую посадочную скорость и показания высотомера ряда переменных параметров атмосферы и самолета, минимумы по высоте недостаточно точно характеризуют запас времени пилота в различных условиях.

Экспериментальные измерения (фотографическим методом) путевой посадочной скорости $V_{\text{пос}}$ показывают, что у гражданских и военных самолетов, как винтовых, так и реактивных, среднее квадратическое отклонение посадочной скорости составляет 6—8% [4]. Эти отклонения могут приводить к снижению запаса времени при заходе на посадку t ниже минимально допустимого уровня $t_{\text{доп}}$ или, с другой стороны, к необоснованному завышению запаса ($t > t_{\text{доп}}$). В результате в первом случае не исключен «отказ» пилота вследствие психофизиологической перегрузки, а во втором случае снижается регулярность полетов и их экономические показатели.

В данной статье анализируется влияние на запас времени пилота отклонений от стандартных условий посадки¹: скорости и направления ветра, температуры воздуха и давления, коэффициента подъемной силы (изменяется при обледенении) и веса самолета. На основе проведенного анализа даются рекомендации по совершенствованию методики определения посадочных минимумов по высоте.

Для стандартных условий посадки обозначим минимум по высоте $h_{\text{доп.ст}}$ и среднюю путевую посадочную скорость $\bar{V}_{\text{пос.ст}}$ ². Тогда при снижении по пологой глиссаде выражение для минимально допустимого запаса времени пилота до приземления $t_{\text{доп}}$ может быть записано в виде

$$t_{\text{доп}} = \frac{h_{\text{доп.ст}}}{\bar{V}_{\text{пос.ст}} \sin \alpha}, \quad (1)$$

где α — средний угол наклона глиссады снижения.

Устанавливая в качестве минимума некоторое постоянное значение $t_{\text{доп}}$, минимум по высоте для реальных условий посадки $h_{\text{доп}}$ найдем по формуле

$$h_{\text{доп}} = t_{\text{доп}} \bar{V}_{\text{пос}} \sin \alpha = h_{\text{доп.ст}} \frac{\bar{V}_{\text{пос}}}{\bar{V}_{\text{пос.ст}}}, \quad (2)$$

где $\bar{V}_{\text{пос}}$ — расчетное значение путевой посадочной скорости.

¹ Под стандартными условиями посадки будем понимать условия стандартной атмосферы по распределению температуры и давления воздуха, штиль, однородное поле подоблачной видимости, установленный уровень освещенности и контрастности ориентиров, установленный уровень сложности навигационной обстановки и параметров взлетно-посадочной полосы, нормальную загрузку самолета, отсутствие атмосферных осадков, грозы и других опасных явлений, определяющих сложность захода на посадку. В статье рассмотрена только часть упомянутых параметров.

² В обозначениях параметров черточка сверху означает осреднение в слое от земли до высоты $h = h_{\text{доп.ст}}$.

Рассматривая аэронавигационный треугольник [5], получаем следующее выражения для $\bar{V}_{\text{пос}}$:

$$\bar{V}_{\text{пос}} = \bar{V}_B + \bar{U} \cos \bar{\varepsilon} - \frac{\bar{U}_{\text{бок}}^2}{2\bar{V}_B}. \quad (3)$$

Здесь \bar{V}_B — воздушная посадочная скорость, \bar{U} — скорость ветра, $\bar{U}_{\text{бок}}$ — боковая составляющая скорости ветра, $\bar{\varepsilon} = \bar{\beta} - \bar{\gamma}$ — угол ветра, $\bar{\beta}$ — навигационное направление ветра, $\bar{\gamma}$ — путевой угол (направление ВПП в сторону посадки).

Для небольших углов наклона глассады

$$\bar{V}_B = \sqrt{\frac{2\bar{G}\bar{T}}{\bar{c}_y(\eta, \xi)\bar{p}S}}, \quad (4)$$

где \bar{G} — посадочный вес самолета, R — удельная газовая постоянная, \bar{T} — температуры воздуха в градусах Кельвина, \bar{p} — давление воздуха, S — площадь крыла самолета, $\bar{c}_y(\eta, \xi)$ — аэродинамический коэффициент подъемной силы, η — угол отклонения закрылков, ξ — угол атаки.

Формула (2) после подстановки в нее (3) и (4) может служить для расчета геометрической высоты минимума в реальных условиях посадки $h_{\text{доп}}$, а также для решения обратной задачи — определения запаса времени при данной высоте облаков, измеренной, например, светолокатором. Эта высота должна сообщаться пилоту, если высота полета определяется с помощью радиовысотомера. В случае же измерения высоты полета барометрическим высотомером показания высотомера будут отличаться от $h_{\text{доп}}$ за счет отклонения фактического распределения температуры с высотой от ее распределения в стандартной атмосфере. Поскольку при измерении высоты полета с помощью барометрических высотомеров существующая разница конструктивно не учитывается, необходимо рассчитывать минимум по барометрической высоте $h_{\text{доп.б}}$

$$h_{\text{доп.б}} = h_{\text{доп}} + \Delta h_{\text{б}}. \quad (5)$$

Выражение для вычисления поправки на температуру $\Delta h_{\text{б}}$ [6] следующее:

$$\Delta h_{\text{б}} = \frac{\bar{T} - \bar{T}_{\text{ст}}}{\bar{T}} h_{\text{доп}}, \quad (6)$$

где $\bar{T}_{\text{ст}}$ — температура стандартной атмосферы.

Подставляя (2), (3) и (6) в (5), получаем

$$\begin{aligned} h_{\text{доп.б}} &= h_{\text{доп}} \left(1 + \frac{\Delta \bar{T}}{\bar{T}} \right) = \\ &= t_{\text{доп}} \sin \bar{\alpha} \left(\bar{V}_B + \bar{U} \cos \bar{\varepsilon} - \frac{\bar{U}_{\text{бок}}^2}{2\bar{V}_B} \right) \left(1 + \frac{\Delta \bar{T}}{\bar{T}} \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Для оценки вклада в изменчивость минимума по высоте (и, очевидно, в изменчивость запаса времени пилота) отдельных параметров формулу (7) продифференцируем (при $\cos \varepsilon = -1$) и перейдем к конечным разностям

$$\frac{\Delta h_{\text{доп. б}}}{h_{\text{доп. б}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta \bar{G}}{\bar{G}} - \frac{\Delta \bar{c}_y}{\bar{c}_y} + \frac{3 \Delta \bar{T}}{\bar{T}} - \frac{\Delta \bar{p}}{\bar{p}} - \frac{2 \bar{U}}{\bar{V}_{\text{пос}}} \right). \quad (8)$$

Из анализа (8) следует, что особенно сильное влияние на изменчивость минимума оказывает ветер. (Например, при скорости ветра $40 \text{ км} \cdot \text{ч}^{-1}$ и $\bar{V}_в = 240 \text{ км} \cdot \text{ч}^{-1}$ изменчивость достигает 20% от значения $h_{\text{доп. б}}$). При уменьшении посадочного веса самолета на 20% минимум по высоте может быть уменьшен на 10%. Если принять, что в условиях обледенения коэффициент c_y уменьшается примерно вдвое [7], то минимально допустимая высота должна увеличиваться на 25%. Понижение средней температуры на 10°C позволяет уменьшить барометрическую высоту принятия решения на 5%.

Минимумы, установленные ИКАО, легче внедрить на аэродромах с небольшой высотой над уровнем моря. На аэродроме же, например, расположенном на высоте 3 км, минимум по высоте должен быть на 15% выше.

Поскольку необходимо исключить такие редкие события, как авиационные происшествия, интересно рассмотреть предельно возможные отклонения геометрического $\varepsilon_{\text{пред. г}}$ и барометрического $\varepsilon_{\text{пред. б}}$ минимумов от значения $h_{\text{доп. ст}}$:

$$\varepsilon_{\text{пред. г}} = \frac{h_{\text{доп. пред. г}} - h_{\text{доп. ст}}}{h_{\text{доп. ст}}}, \quad (9)$$

$$\varepsilon_{\text{пред. б}} = \frac{h_{\text{доп. пред. б}} - h_{\text{доп. ст}}}{h_{\text{доп. ст}}}. \quad (10)$$

При оценке отклонений по (9) и (10) для самолета Ил-18 приняты следующие значения параметров самолета и атмосферы [7]: нормальный посадочный вес $G_{\text{ст}} = 52,6 \text{ т}$, разрешенный посадочный вес $G_{\text{макс}} = 54 \text{ т}$, $G_{\text{мин}} = 40 \text{ т}$, $c_{y, \text{ст}} = c_{y, \text{макс}} = 1,66$, $c_{y, \text{мин}} = 0,91$ (посадка с неработающими щитками или в условиях обледенения), $p_{\text{мин}} = 887 \text{ мбар}$, $p_{\text{макс}} = 1080 \text{ мбар}$ (возможные изменения давления на уровне моря), $T_{\text{мин}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{макс}} = 40^\circ\text{C}$, максимальная скорость встречного ветра $22 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$; максимальная скорость попутного ветра $5 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$.

Как показали расчеты по формулам (9) и (10), посадка самолетов фактически производится в некоторых случаях с запасом, достигающим 60% по геометрической и 69% по барометрической высоте. В других же случаях требуемое значение минимума по высоте должно быть соответственно больше $h_{\text{доп. ст}}$ на 53 и 78%, т. е. пилот испытывает дефицит времени, который может достигать 53 и 78% от $t_{\text{доп.}}$. Это свидетельствует о том, что изменения

посадочной скорости, исследуемые в [4], вызваны в основном внешними условиями.

На основании изложенного в данной статье следует, что с целью обеспечения безопасности и регулярности полетов в качестве одного из основных посадочных минимумов целесообразно устанавливать посадочный минимум по высоте для стандартных условий посадки, а пилоту следует сообщать значение посадочного минимума по высоте для фактических условий посадки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бугаев Б. П. Научные основы организации полетов. — «Гражданская авиация», 1974, № 8, 15 с.
2. Денисов В. Г., Онищенко В. Ф. Инженерная психология в авиации и космонавтике. М., «Машиностроение», 1972, 316 с.
3. Белгородский С. А. Автоматизация управления посадкой самолета. М., «Транспорт», 1972, 352 с.
4. Тейлор Д. Нагрузки, действующие на самолет. (Пер. с англ.) М., «Машиностроение», 1971, 372 с.
5. Кумков И. М. Основы теории управления воздушным движением. Л., изд. Академии ГА, 1973, 208 с.
6. Баранов А. М. и др. Авиационная метеорология. М., Воениздат, 1971. 344 с.
7. Бехтир П. Т., Бехтир В. П. Практическая аэродинамика самолета Ил-18. М., «Транспорт», 1972, 199 с.

РАБОТА ВИНТОВОГО АНЕМОМЕТРА В СТАЦИОНАРНОМ ПОТОКЕ ПРИ НАЛИЧИИ БОКОВОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ СКОРОСТИ ВЕТРА

Как известно, основной особенностью винтовых анемометров по сравнению с чашечными является то, что они измеряют проекцию вектора скорости ветра на их ось вращения. Поэтому для своей работы они требуют ориентации оси вращения по направлению вектора скорости воздушного потока. Так как в большинстве случаев необходима информация и о направлении ветра, то это обстоятельство не является существенным недостатком винтовых анемометров.

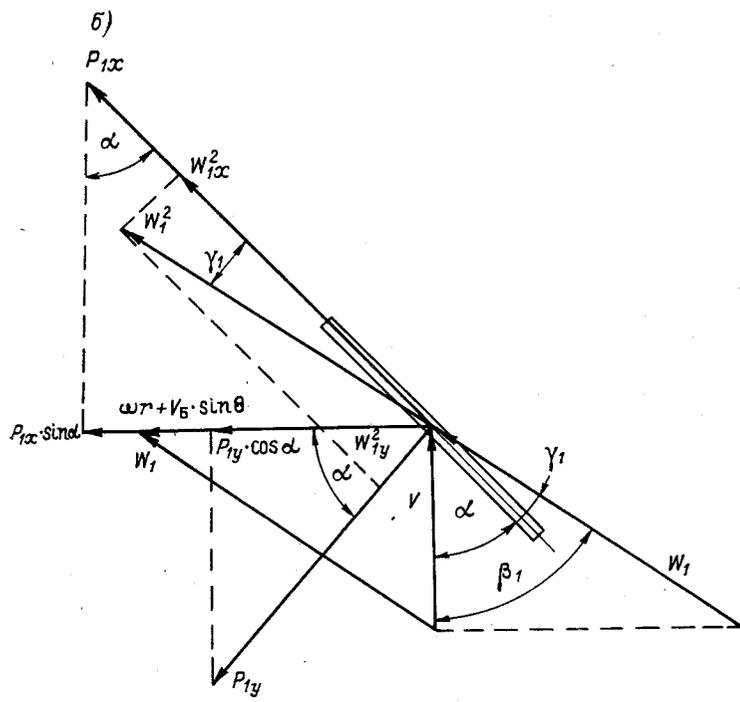
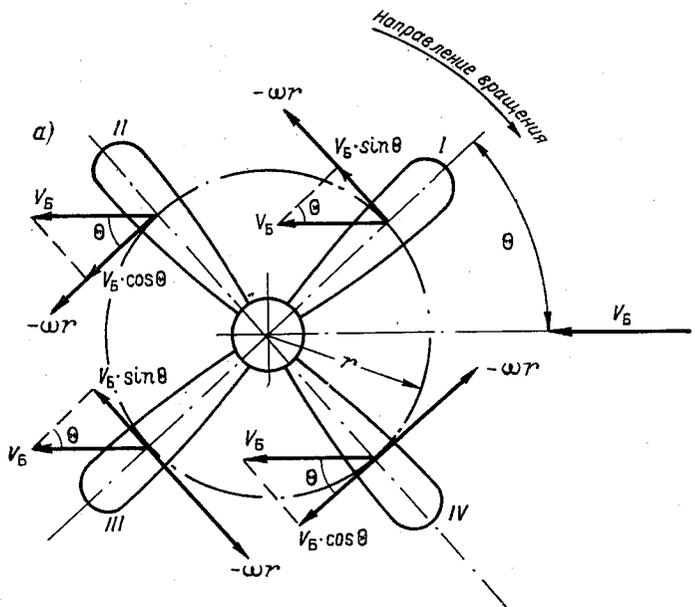
Несмотря на наличие устройств, ориентирующих винтовые анемометры в воздушном потоке, наряду с продольной составляющей скорости ветра на анемометры действуют и боковые составляющие, оказывающие заметное влияние на их работу.

Можно указать несколько характерных источников боковых составляющих ветра. Прежде всего к ним следует отнести вертикальную составляющую скорости ветра, достигающую 30% от горизонтальной при вихревом характере ветра. Боковая составляющая скорости может возникать также из-за неточности установки оси винта по направлению ветра вследствие статических и главным образом динамических погрешностей ориентирующих устройств. Наконец, боковые составляющие могут возникать из-за переносных скоростей оси анемометра в поперечном направлении, например при установке анемометра на мачте судна, флюгарке и т. п.

В настоящей статье рассматриваются вопросы, связанные с влиянием боковых составляющих скорости ветра на винт анемометра.

На рис. 1 *а* показан 4-лопастной винт, на который действует боковая составляющая скорости ветра V_6 . Продольная составляющая V , направленная вдоль оси вращения винта, на рисунке не показана.

На рис. 1 *б* и 1 *в* даны сечения лопастей I и III на расстоянии r от оси вращения.



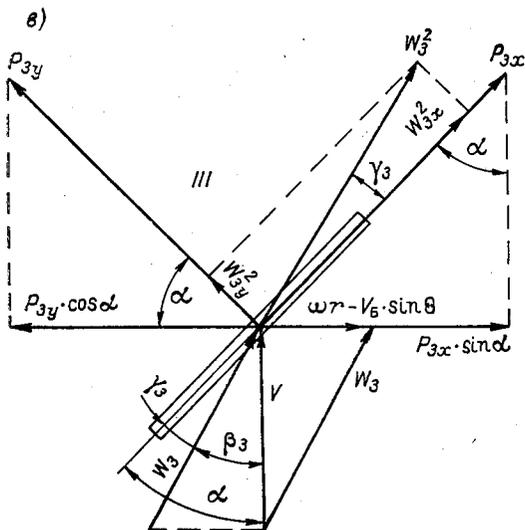


Рис. 1. Направления векторов скоростей и аэродинамических сил, действующих на 4-лопастной винт анемометра.

Если обозначить через θ мгновенное значение угла между вектором V_6 и лопастью I , то, как видно из рис. 1 *a*, на лопасть винта будут действовать проекции скорости V_6 на вектор линейной скорости лопасти ωr , где ω — угловая скорость ротора винта, причем на лопастях I и II проекции $V_6 \sin \theta$ и $V_6 \cos \theta$ создают тормозящие, а на лопастях III и IV — разгоняющие моменты.

Суммарные векторы скоростей, действующие на лопасти, будут равны:

$$\begin{aligned} W_1^2 &= V^2 + (\omega r + V_6 \sin \theta)^2, \\ W_2^2 &= V^2 + (\omega r + V_6 \cos \theta)^2, \\ W_3^2 &= V^2 + (\omega r - V_6 \sin \theta)^2, \\ W_4^2 &= V^2 + (\omega r - V_6 \cos \theta)^2. \end{aligned} \quad (1)$$

Для нахождения аэродинамических сил, действующих на лопасти анемометра, воспользуемся формулами Эйфеля и Жуковского:

$$\begin{aligned} P_x &= c_x \frac{\rho}{2} S W^2 \cos \gamma, \\ P_y &= c_y \frac{\rho}{2} S W^2 \sin \gamma, \end{aligned} \quad (2)$$

где C_x и C_y — коэффициенты аэродинамических сил, направлен-

ных вдоль и поперек лопасти соответственно, γ — угол между вектором скорости W и сечением лопасти, S — площадь лопасти, ρ — плотность воздуха.

Заметим, что использование формул (2) весьма удобно для исследования работы винтовых анемометров, поскольку коэффициенты c_x и c_y при этом оказываются величинами мало зависящими от угла γ . Коэффициент c_y для плоской пластины равен 1,20—1,28 и представляет собой коэффициент лобового сопротивления. Коэффициент c_x состоит из профильного c_p и индуктивного c_i сопротивлений ($c_x = c_p + c_i$). Для воздушного потока, направленного вдоль лопасти, $c_i = 0,005 \div 0,007$. Коэффициент профильного сопротивления может быть найден как

$$c_p = c_y \frac{S'}{S}, \quad (3)$$

где S' — площадь ребра лопасти.

Так как отношение площадей ребра к лопасти у винтов анемометра составляет 0,02—0,025, то коэффициент c_p равен 0,025—0,03. Отсюда $c_x = c_i + c_y \frac{S'}{S} \approx 0,033$. Разумеется, коэффициенты c_x и c_y в действительности могут несколько отличаться от указанных из-за более сложного очертания лопасти, наличия закруглений, скосов и т. п. При необходимости они могут быть уточнены экспериментально для той или иной существующей или вновь изготовленной лопасти.

Согласно формулам (2), вращающие моменты аэродинамических сил, действующих на каждую из лопастей винта, равны

$$M_1 = -r \frac{\rho}{2} S W_1^2 (c_y \sin \gamma_1 \cos \alpha + c_x \cos \gamma_1 \sin \alpha),$$

$$M_2 = -r \frac{\rho}{2} S W_2^2 (c_y \sin \gamma_2 \cos \alpha + c_x \cos \gamma_2 \sin \alpha),$$

$$M_3 = r \frac{\rho}{2} S W_3^2 (c_y \sin \gamma_3 \cos \alpha - c_x \cos \gamma_3 \sin \alpha),$$

$$M_4 = r \frac{\rho}{2} S W_4^2 (c_y \sin \gamma_4 \cos \alpha - c_x \cos \gamma_4 \sin \alpha), \quad (4)$$

где α — угол между лопастью винта и осью его вращения. Из рис. 1 б и 1 в следует, что $\gamma_1 = \beta_1 - \alpha$, $\gamma_2 = \beta_2 - \alpha$, $\gamma_3 = \alpha - \beta_3$

и $\gamma_4 = \alpha - \beta_4$, причем $\cos \beta_1 = \frac{V}{W_1}$, $\sin \beta_1 = \frac{\omega r + V_6 \sin \theta}{W_1}$, $\cos \beta_2 = \frac{V}{W_2}$,

$\sin \beta_2 = \frac{\omega r + V_6 \cos \theta}{W_2}$ и т. д.

Применив формулы сложения аргументов тригонометрических функций и подставляя значения $\sin \beta_i$ и $\cos \beta_i$, где $i = 1, 2, 3$ и 4 , в уравнения (4), можно получить выражения для моментов сил, действующих на каждую лопасть, и величину полного аэродина-

мического момента, просуммировав моменты, создаваемые каждой лопастью винта

$$\begin{aligned}
 M_a = & r c_y \frac{\rho}{2} S \cos^2 \alpha \left\{ W_1 \left[V \operatorname{tg} \alpha \left(1 - \frac{c_x}{c_y} \right) - \right. \right. \\
 & \left. \left. - (\omega r + V_6 \sin \theta) \left(1 + \frac{c_x}{c_y} \operatorname{tg}^2 \alpha \right) \right] + W_2' \times \right. \\
 & \times \left[V \operatorname{tg} \alpha \left(1 - \frac{c_x}{c_y} \right) - (\omega r + V_6 \cos \theta) \left(1 + \frac{c_x}{c_y} \operatorname{tg}^2 \alpha \right) \right] + \\
 & + W_3 \left[V \operatorname{tg} \alpha \left(1 - \frac{c_x}{c_y} \right) - (\omega r - V_6 \sin \theta) \left(1 + \frac{c_x}{c_y} \operatorname{tg}^2 \alpha \right) \right] + \\
 & \left. + W_4 \left[V \operatorname{tg} \alpha \left(1 - \frac{c_x}{c_y} \right) - (\omega r - V_6 \cos \theta) \left(1 + \frac{c_x}{c_y} \operatorname{tg}^2 \alpha \right) \right] \right\}. \quad (5)
 \end{aligned}$$

В установившемся режиме $V=V_0$, $\omega=\omega_0$, а $M_a=0$ (при условии, что момент трения равен нулю). Приравняв нулю выражение в фигурных скобках и решая его относительно $u_0=\omega_0 r$ после соответствующих преобразований можно получить

$$u_0 = V_0 \operatorname{tg} \alpha \frac{1 - \tau}{1 + \tau \operatorname{tg}^2 \alpha} - V_6 \frac{\sin \theta (W_1 - W_3) + \cos \theta (W_2 - W_4)}{W_1 + W_2 + W_3 + W_4}, \quad (6)$$

где $\tau = \frac{c_x}{c_y}$.

Для лопасти винта анемометра с коэффициентами $c_x=0,033$ и $c_y=1,24$ значение τ равно 0,0266.

Уравнение (6) представляет собой градуировочное уравнение винтового анемометра с учетом влияния боковой составляющей скорости ветра. Как видно из уравнения (6), боковая составляющая из-за создания дополнительных тормозящих моментов уменьшает угловую скорость винта анемометра.

Уравнение (6) можно несколько упростить, если перейти к средним значениям проекций $V_6 \sin \theta$ и $V_6 \cos \theta$ в пределах $1/4$ оборота винта анемометра:

$$\overline{V_6 \sin \theta} = \overline{V_6 \cos \theta} = \frac{2}{\pi} V_6 \int_0^{\pi/2} \sin \theta \, d\theta = \frac{2}{\pi} V_6. \quad (7)$$

После подстановки выражения (7) в (6) и соответствующих преобразований можно получить выражение для линейной скорости лопастного винта в виде

$$u_0 = \lambda V_0 - \frac{2}{\pi} V_6 \frac{\sqrt{1+A} - \sqrt{1-A}}{\sqrt{1+A} + \sqrt{1-A}}, \quad (8)$$

где $\lambda = \frac{(1 - \tau) \operatorname{tg} \alpha}{1 + \tau \operatorname{tg}^2 \alpha}$;

$$A = \frac{4}{\pi} u_0 V_6 \frac{1}{V_0^2 + u_0^2 + \frac{4}{\pi^2} V_6^2}.$$

Заметим, что $A \rightarrow 0$ при $V_6 \rightarrow 0$ и при $V_6 \rightarrow \infty$, причем при $V_6 \rightarrow 0$ $U_0 \rightarrow \lambda V_0$, а при $V_6 \rightarrow \infty$ $U_0 \rightarrow \frac{\lambda}{2} V_0$, т. е. крутизна характеристики уменьшается вдвое.

Если $A \leq 0,5$, то с погрешностью не превышающей 7,5% выражение $\frac{\sqrt{1+A} - \sqrt{1-A}}{\sqrt{1+A} + \sqrt{1-A}}$ может быть заменено на $\frac{A}{2}$, т. е.

$$\frac{\sqrt{1+A} - \sqrt{1-A}}{\sqrt{1+A} + \sqrt{1-A}} = \frac{A}{2}. \quad (9)$$

Для этого случая уравнение (8) будет иметь вид

$$u_0 = \frac{(1-\tau) \operatorname{tg} \alpha}{1+\tau \operatorname{tg}^2 \alpha} V_0 - \frac{4}{\pi^2} \frac{V_6^2}{V_0^2} \frac{u_0}{1 + \left(\frac{u_0}{V_0}\right)^2 + \frac{4}{\pi^2} \left(\frac{V_6}{V_0}\right)^2}. \quad (10)$$

Относительная погрешность винтового анемометра, вызываемая боковой составляющей скорости ветра, при этом равна

$$\delta u_0 = \frac{4}{\pi^2} \frac{V_6^2}{V_0^2} B\left(\alpha, \tau, \frac{V_6}{V_0}\right), \quad (11)$$

где

$$B\left(\alpha, \tau, \frac{V_6}{V_0}\right) = \frac{u_0(1+\tau \operatorname{tg}^2 \alpha)}{V_0(1-\tau) \operatorname{tg} \alpha \left[1 + \left(\frac{u_0}{V_0}\right)^2 + \frac{4}{\pi^2} \left(\frac{V_6}{V_0}\right)^2\right]}.$$

Как видно из формулы (11), относительная погрешность при малых значениях $\frac{V_6}{V_0}$ возрастает пропорционально квадрату $\frac{V_6}{V_0}$ и существенно зависит от величины $B\left(\alpha, \tau, \frac{V_6}{V_0}\right)$, являющейся функцией угла α , τ и $\frac{V_6}{V_0}$.

Оценим величину $B\left(\alpha, \tau, \frac{V_6}{V_0}\right)$. Поскольку наибольшее значение $\frac{U_0}{V_0}$ равно $\frac{(1-\tau) \operatorname{tg} \alpha}{1+\tau \operatorname{tg} \alpha}$, то $B\left(\alpha, \tau, \frac{V_6}{V_0}\right)$ не меньше

$$\frac{1+\tau \operatorname{tg}^2 \alpha}{\left[1 + \frac{4}{\pi^2} \left(\frac{V_6}{V_0}\right)^2\right] (1+\tau \operatorname{tg}^2 \alpha) + (1-\tau)^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}.$$

Величина $B\left(\alpha, \tau, \frac{V_6}{V_0}\right)$ при $\alpha=0^\circ$ и $\alpha=90^\circ$ равна $1 + \frac{4}{\pi^2} \left(\frac{V_6}{V_0}\right)^2$ и достигает минимума, равного

$$B\left(\alpha, \tau, \frac{V_6}{V_0}\right)_{\min} = \frac{4\tau}{4\tau \left[1 + \frac{4}{\pi^2} \left(\frac{V_6}{V_0}\right)^2\right] + (1-\tau)^2}$$

при $\operatorname{tg} \alpha_{\text{опт}} = \frac{1}{\sqrt{\tau}}$.

В табл. 1 представлены расчеты величины $B\left(\alpha, \tau, \frac{V_6}{V_0}\right)$ при углах α , равных 30, 45, 60 и 75°, $V_6=0$ и τ , равных 0,01, 0,025, 0,05 и 0,1. Там же приведены величины $B(\alpha, \tau)_{\min}$ и соответствующие им углы $\alpha_{\text{опт}}$. На рис. 2 изображены зависимости $B(\alpha, \tau)$, построенные по данным табл. 1.

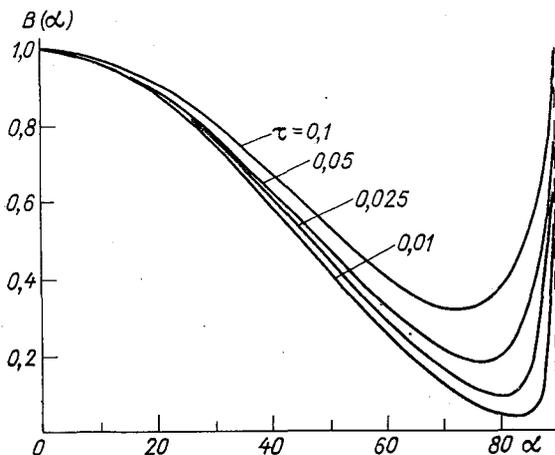


Рис. 2. Зависимость $B(\alpha, \tau)$ от угла α и τ .

Поскольку A может достигать значений, близких к единице, то пользоваться формулой (9) в этих случаях нельзя, так как погрешность при $A=1$ достигает 50%.

Таблица 1

Зависимость $B(\alpha, \tau)$ от α и τ

τ	α°				$\alpha_{\text{опт}}$	B_{\min}
	30	45	60	75		
0,1	0,798	0,602	0,410	0,337	72°27'	0,331
0,05	0,775	0,550	0,328	0,186	77°24'	0,181
0,025	0,763	0,525	0,288	0,121	81°01'	0,095
0,01	0,755	0,510	0,265	0,087	84°17'	0,039

Выражение (8) после соответствующих преобразований сводится к кубическому уравнению

$$2u_0^3 - 3\lambda V_0 u_0^2 + \left[(1 + \lambda^2) V_0^2 + \frac{8}{\pi^2} V_6^2 \right] u_0 - \lambda \left(V_0^2 + \frac{4}{\pi^2} V_6^2 \right) V_0 = 0. \quad (12)$$

Для удобства дальнейших вычислений разделим правую и левую части уравнения (12) на V_0^3 и введем новую переменную

$$x = \frac{u_0}{V_0}.$$

Тогда

$$2x^3 - 3\lambda x^2 + \left[1 + \lambda^2 + \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{V_6}{V_0}\right)^2\right] x - \lambda \left[1 + \frac{4}{\pi^2} \left(\frac{V_6}{V_0}\right)^2\right] = 0. \quad (13)$$

Решение уравнения (13) было произведено на ЭВМ М-222 при α , равных 30, 45, 60, 75° и $\alpha_{\text{опт}}$, $\tau = 0,025$ и $\frac{V_6}{V_0} = \text{tg } \varphi$ в пределах от 0,088 до 22,9.

Таблица 2

Относительные погрешности (%) винтового анемометра в функции V_6/V_0

V_6/V_0	α°					V_6/V_0	α°				
	30	45	60	75	81		30	45	60	75	81
0,088	0,23	0,17	0,06	0,04	0,03	0,577	8,96	6,73	3,83	1,64	1,29
0,100	0,31	0,21	0,11	0,05	0,04	0,750	13,8	10,9	6,57	2,79	2,19
0,176	0,95	0,65	0,36	0,15	0,12	1,000	20,7	17,7	11,6	5,04	3,94
0,200	1,22	0,84	0,46	0,20	0,15	1,732	34,8	33,5	29,2	16,0	12,5
0,268	2,15	1,51	0,84	0,35	0,27	2,750	42,8	42,5	41,5	36,6	32,8
0,300	2,69	1,88	1,05	0,44	0,35	3,730	45,9	45,8	45,5	44,2	43,4
0,368	3,87	2,76	1,55	0,65	0,51	5,670	48,1	48,1	48,1	47,9	47,8
0,400	4,62	3,32	1,86	0,79	0,62	11,430	49,6	49,5	49,5	49,5	49,5
0,500	6,95	5,12	2,92	1,23	0,96	22,900	49,9	49,9	49,9	49,9	49,8

В табл. 2 даны значения действительных корней x уравнения (13) и погрешностей, вызываемых боковой составляющей скорости ветра,

$$\delta u_0 = \frac{x - \lambda}{\lambda}. \quad (14)$$

На рис. 3 изображены зависимости δu_0 , построенные по данным табл. 2.

Если боковая составляющая скорости ветра возникает из-за наличия угла φ между осью винта и вектором скорости V_0 ветра, то в этом случае $\frac{V_6}{V_0} = \text{tg } \varphi$, и в относительную погрешность будет входить еще и составляющая $\cos \varphi - 1$. Формула для определения относительной погрешности имеет вид

$$\delta u_\varphi = (1 - |\delta u_0|) \cos \varphi - 1, \quad (15)$$

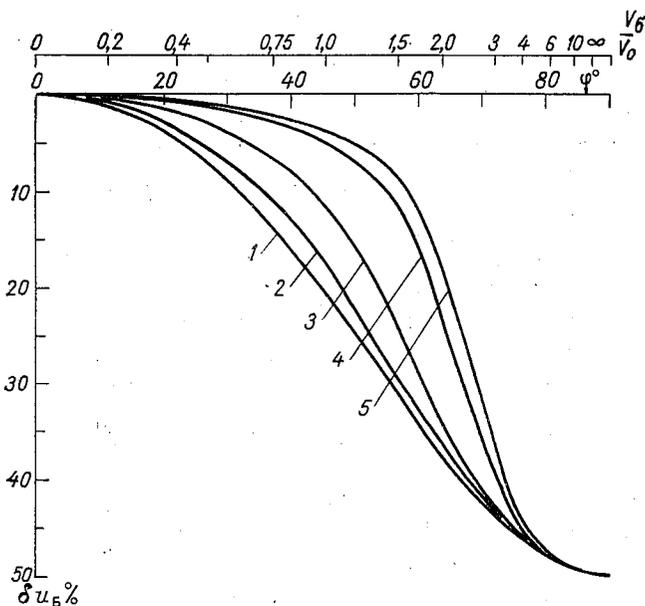


Рис. 3. Относительные погрешности винтового анемометра при различных значениях боковой составляющей скорости ветра и углах α .

1) $\alpha = 30^\circ$, 2) $\alpha = 45^\circ$, 3) $\alpha = 60^\circ$, 4) $\alpha = 75^\circ$, 5) $\alpha = 81^\circ$.

а погрешность измерения косинусоидальной зависимости

$$\delta u_{\cos \varphi} = -|\delta u_6| \cos \varphi. \quad (16)$$

Результаты расчетов погрешностей δu_φ для четырех значений α , равных 30, 45, 60 и 75° , и значений φ в пределах от 5 до $87,5^\circ$ представлены в табл. 3.

Из табл. 3 видно, что при существующих допусках на точность измерения направления ветра ($\pm 10^\circ$) ошибка измерения модуля вектора, вызываемая углом φ при $\alpha \geq 30^\circ$, не превосходит 2,5%. При больших отклонениях оси анемометра от направления ветра ошибки существенно возрастают. Наименьшие погрешности имеют место при $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$. Однако при углах φ , близких к 90° , влияние угла α на погрешность измерения становится несущественным. Это обстоятельство следует иметь в виду при разработке винтов, предназначенных для измерения ортогональных составляющих скорости ветра.

Для проверки теоретически выведенной зависимости (8) были проведены экспериментальные исследования.

В табл. 4 представлены результаты экспериментальных исследований винта анемометра М-63. Продувка винта производилась в аэродинамической трубе при постоянных (с погрешностью $\pm 2\%$)

Относительные погрешности (%) винтового анемометра
в функции угла φ

φ°	α°				
	30	45	60	75	81
5	0,63	0,57	0,49	0,44	0,43
10	2,44	2,14	1,85	1,65	1,62
15	5,58	4,86	4,21	3,74	3,66
20	10,2	9,15	8,00	7,21	7,08
30	21,2	19,2	16,7	14,8	14,5
45	43,9	41,8	37,5	32,8	32,1
60	67,3	66,7	64,2	58,0	56,3
70	80,3	80,3	80,0	78,3	77,0
75	88,0	88,0	88,0	85,5	85,3
80	91,5	91,5	91,5	90,9	90,4
85	95,7	95,7	95,7	95,7	95,7
87,5	97,8	97,7	97,7	97,7	97,7

Таблица 4

Экспериментальные зависимости угловой скорости винта анемометра
от угла φ

φ°	$V_0=5\pm 0,1$ м/с				$V_0=10\pm 0,2$ м/с			
	$\alpha=38^\circ$		$\alpha=70^\circ$		$\alpha=38^\circ$		$\alpha=70^\circ$	
	n	n/n_{\max}	n	n/n_{\max}	n	n/n_{\max}	n	n/n_{\max}
-90	0	0	0	0	0	0	0	0
-87,5	7,5	0,08	4	0,01	21	0,01	15	0,02
-85	14	0,15	15	0,05	30	0,15	36	0,05
-80	19	0,20	37	0,12	41	0,21	82	0,12
-75	24	0,26	56	0,19	50	0,26	124	0,18
-70	28	0,30	76	0,26	56	0,29	165	0,25
-60	34	0,36	126	0,42	69	0,36	281	0,42
-45	49	0,53	199	0,67	100	0,53	—	—
-30	71	0,76	250	0,84	145	0,76	—	—
-15	87	0,93	286	0,96	177	0,93	—	—
0	93	1,00	297	1,00	190	1,00	669	1,00

скоростях воздушного потока при 5 и 10 м/с. Были сделаны две серии измерений при различных углах α (38 и 70°). Число оборотов $n/2$ винта за время 10 с регистрировалось с помощью цифрового частотомера. Как видно из табл. 4, изменение скорости потока в 2 раза не изменяет зависимости $n=f(\varphi, \alpha)$ при всех φ , кроме значений, близких к 90°.

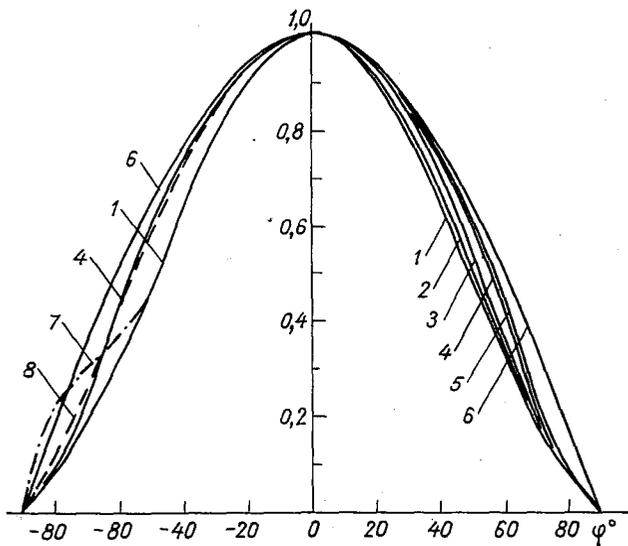


Рис. 4. Относительные изменения угловых скоростей винта анемометра при изменении углов α и φ .
 1) $\alpha = 30^\circ$, 2) $\alpha = 45^\circ$, 3) $\alpha = 60^\circ$, 4) $\alpha = 75^\circ$, 5) $\alpha = 81^\circ$, 6) $\cos \varphi$,
 7) $\alpha = 38^\circ$, 8) $\alpha = 70^\circ$.

По данным табл. 4 построены зависимости n/n_{\max} , представленные на рис. 4 слева штрихпунктирной линией для серии с $\alpha = 38^\circ$ и штриховой — для серии с $\alpha = 70^\circ$. На этом же рисунке представлены результаты вычислений $u_0/u_{0\max}$ по данным табл. 3. Из рис. 4 видно хорошее согласие теории с экспериментом при углах φ менее 50—60°. При больших углах расхождение вызывается, по-видимому, наличием эффекта экранирования лопастей, не учитываемого в исходных уравнениях.

В заключение можно сделать следующее замечание. Как видно из формулы (8), боковая составляющая ветра приводит к занижению показаний анемометра. Из [1] известно также, что вращающиеся анемометры имеют тенденцию к завышению средней скорости при работе в пульсирующем потоке. Следовательно, при наличии тесной корреляции между величинами продольной и поперечной составляющих скорости ветра путем соответствующего выбора параметров винта и флюгарки имеется принципиальная возможность уменьшения погрешности завышения средней скорости ветра.

Результат измерения $P(t_1)$ также является случайной функцией времени, причем для стационарных процессов с ростом T значение $P(t_1)$ сходится по вероятности к математическому ожиданию произведения $\dot{v}(t) \dot{\rho}(t)$.

Когда сигналы датчиков искажены шумами ($v(t)$ для ветра и $\eta(t)$ для концентрации), то в результате измерения будет получена величина

$$P_1(t_1) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} [\dot{v}(t) + v(t)] [\dot{\rho}(t) + \eta(t)] dt = P(t_1) + A + B + C, \quad (2)$$

где

$$A = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} \dot{v}(t) \eta(t) dt; \quad B = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} v(t) \dot{\rho}(t) dt;$$

$$C = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} v(t) \eta(t) dt.$$

Если, как это бывает чаще всего, шумовые сигналы $v(t)$ и $\eta(t)$ некоррелированы между собой и с полезными сигналами $\dot{v}(t)$ и $\dot{\rho}(t)$, то математическое ожидание произведений, входящих в подынтегральные выражения для A , B и C , равно нулю, так же как и математическое ожидание самих значений A , B и C .

С ростом T последние три слагаемых в (2) сходятся по вероятности к нулю, а $P_1(t_1)$ — к $P(t_1)$. В этом смысле можно говорить о том, что шумы и помехи не влияют на измерение потоков.

Если при стационарном процессе шумы коррелированы между собой или с полезными сигналами, то члены A , B и C в (2) при $T \rightarrow \infty$ сходятся к некоторым значениям, отличающимся от нуля. Тогда можно экспериментально оценить эти величины и ввести соответствующие поправки в результат измерений. Для этого надо, помимо основного измерения потока с открытыми чувствительными элементами, дающего значение $P_1(t_1)$, выполнить еще три аналогичных измерения: с изолированным от внешней среды датчиком ветра ($\dot{v}(t)=0$) — для определения суммы $B+C$; с изолированным от пульсаций датчиком концентрации ($\dot{\rho}(t)=0$), что дает сумму $A+C$, и при одновременной изоляции обоих датчиков — для определения C .

Любопытно, что наличие корреляционной связи между параметром и шумом в этом же канале, как это следует из выражения (2), не ведет к ошибкам; важно лишь отсутствие перекрестных корреляционных связей — между $\dot{v}(t)$ и $\eta(t)$, между $\dot{\rho}(t)$ и $v(t)$ и, конечно, между самими сигналами шумов $v(t)$ и $\eta(t)$.

Вывод о независимости результата при измерении потоков от шумовых сигналов основан на том, что в ходе измерения интегри-

руется произведение некоррелированных величин. В случае когда измеряются сами пульсации с целью определения спектра, даже и некоррелированные шумы могут исказить результат. Однако и в этом случае возможна коррекция, основанная на том, что спектр суммы нескольких некоррелированных между собой процессов равен сумме спектров слагаемых. Спектр «смеси» сигнала и шума равен

$$S(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} K_{\Sigma}(\tau) \cos \omega \tau d\tau. \quad (3)$$

Здесь $K_{\Sigma}(\tau)$ — корреляционная функция этой «смеси». Но как известно [3], для суммы некоррелированных стационарных процессов корреляционная функция суммарного процесса равна сумме корреляционных функций слагаемых:

$$K_{\Sigma}(\tau) = K_c(\tau) + K_{\text{ш}}(\tau), \quad (4)$$

где $K_c(\tau)$ и $K_{\text{ш}}(\tau)$ — корреляционные функции сигнала и шума соответственно. Отсюда следует

$$S_{\Sigma}(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} K_c(\tau) \cos \omega \tau d\tau + \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} K_{\text{ш}}(\tau) \cos \omega \tau d\tau = S_c(\omega) + S_{\text{ш}}(\omega). \quad (5)$$

Произведя измерения с открытым датчиком, можно определить суммарный спектр сигнала и шума $S_{\Sigma}(\omega)$, а затем, повторив эти же измерения в условиях, когда датчик изолирован от среды, можно найти составляющую $S_{\text{ш}}(\omega)$ и скорректировать результат:

$$S_c(\omega) = S_{\Sigma}(\omega) - S_{\text{ш}}(\omega).$$

Сказанное открывает дополнительные возможности борьбы с шумами при пульсационных измерениях в тех случаях, когда аппаратные методы не дают достаточного эффекта или затруднительны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пристли С. Х. Б. Турбулентный перенос в приземном слое атмосферы. (Пер. с англ.). Л., Гидрометеониздат, 1964, 122 с.
2. Монин А. С., Яглом А. М. Статистическая гидромеханика, ч. 1. М., «Наука», 1965. 639 с.
3. Монин А. С., Яглом А. М. Статистическая гидромеханика, ч. 2. М., «Наука», 1967. 720 с.
4. Венцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969. 401 с.

ИЗМЕРЕНИЕ РАЗНОСТЕЙ ТЕМПЕРАТУР ТЕПЛОБАЛАНСОВОЙ УСТАНОВКОЙ

При изучении физических процессов в пограничном слое атмосферы и для решения ряда прикладных задач необходимы данные о вертикальном распределении температуры и влажности воздуха [1], которые получаются путем расчета по данным о температуре и разностям температур между разными уровнями.

Как правило, требуется достаточно высокая точность в определении градиентов температуры Δt и влажности воздуха Δe и относительно небольшие точности при определении абсолютных значений температуры воздуха [2]. С целью получения данных о Δt и Δe в настоящее время на сети теплобалансовых станций используются психрометры [2]. При этом измеряемые параметры (Δt , $\Delta t'$) получают как разности двух относительно больших величин, что приводит к значительной погрешности в их определении [3, 4].

В кратко описываемой в этой статье установке, разработанной для теплобалансовых измерений на сети станций наряду с другими параметрами производится непосредственное определение величин Δt и $\Delta t'$. Установка обеспечивает измерение Δt в диапазоне изменения температур окружающего воздуха от -50 до $+50^\circ\text{C}$ и $\Delta t'$ в диапазоне от 0 до 50°C , а также измерение температур сухого и смоченного термометров t ($\pm 50^\circ\text{C}$) и t' ($0-50^\circ\text{C}$) на опорном уровне (2 м). Максимальное значение $|\Delta t, \Delta t'|$ равно 10°C . Погрешность измерения Δt и $\Delta t'$ не превышает $\pm 0,1^\circ\text{C}$ во всем диапазоне измеряемых температур, а при измерении t и t' она составляет $\pm 1^\circ\text{C}$.

С помощью установки производится измерение и регистрация разностей температур Δt , $\Delta t'$ между четырьмя уровнями (0,5, 1, 4 и 8 м) относительно опорного (2 м).

В состав установки входит пять психрометрических датчиков, установленных на модернизированной мачте М-82 (рис. 1).

В психрометрических датчиках применяются платиновые термометры сопротивления, чувствительные элементы которых изготовляются из платиновой проволоки (ПЛ-1 ГОСТ 8588-64). Ис-

пользование платины обеспечивает необходимую точность измерения Δt , поскольку термометры, выполненные из платины, имеют известную нелинейность и одинаковую чувствительность. Величина омического сопротивления термометров $R_0 = 500 \pm 0,5$ Ом при $t = 0^\circ\text{C}$.

Измерительная схема установки построена таким образом, что при замене термометров имеется возможность обеспечивать заданные точностные характеристики с помощью регулировочных элементов схемы. Размеры и масса термометров подобраны так, чтобы их инерция и психрометрический коэффициент были близки к соответствующим величинам ртутных аспирационных психрометрических термометров. Термометры аналогичной конструкции применяются в датчиках температуры и влажности станции КРАМС [5].

В состав психрометрического датчика входят два указанных выше термометра сопротивления, система аспирации и смачивания, радиационные защиты. Смачивание батиста, покрывающего один из термометров, в каждом датчике производится автоматически, так же как и в датчике температуры и влажности станции КРАМС [5].

Система смачивания, применяемая в теплобалансовой установке, отличается от системы, описанной в [5], тем, что пополнение запаса воды в каждом датчике производится из общей магистральной. Количество воды в датчиках регулируется при помощи поплавка и иглычатого клапана.

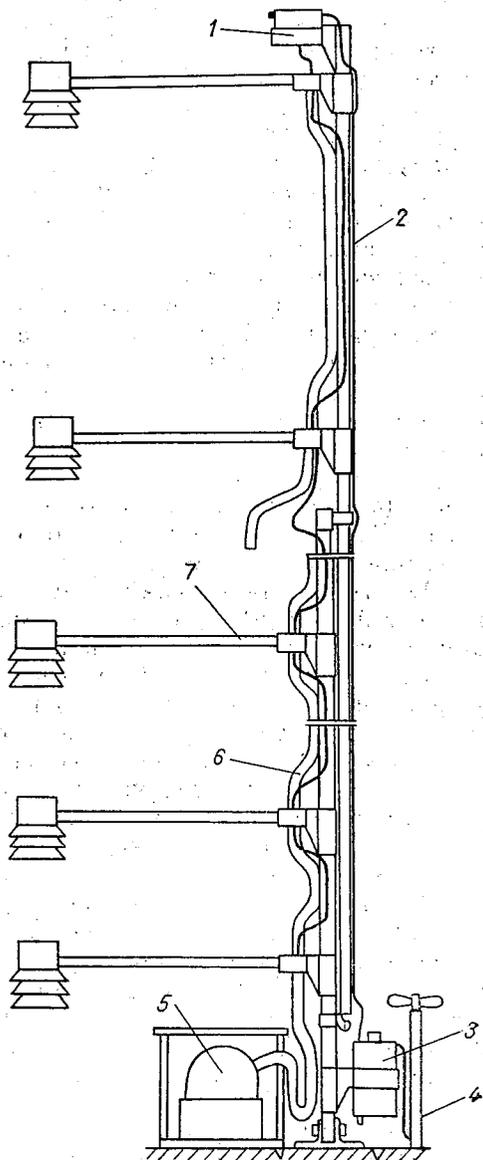


Рис. 1. Мачта с датчиками установки для теплобалансовых измерений.

Вода в камеру датчиков поступает из емкости (1), установленной в верхней части мачты. Емкость наполняется водой через трубки (2) с использованием контейнера (3), расположенного у поверхности земли. В контейнер заливается дистиллированная вода, в верхней части которого насосом (4) создается повышенное давление, в результате чего вода поступает в емкость (1). Термометры крепятся к герметизированной коробке. В этой коробке производится соединение термометров с кабелем, который соединяет термометры с измерительной схемой.

Для уменьшения влияния перегрева датчика на показания термометров при их креплении используются материалы с низкой теплопроводностью. Предохранение датчиков от воздействия солнечной радиации достигается путем применения естественно и искусственно вентилируемых экранов. Искусственно вентилируемые экраны выполняются в виде сдвоенных цилиндров, коаксиально расположенных относительно термометров. В период измерения экраны аспирируются вентиляционным устройством.

Для уменьшения притока тепла к термометрам экраны и корпус датчика разделены между собой деталями из теплоизоляционного материала. Естественно вентилируемые экраны предохраняют все узлы датчика от воздействия прямой солнечной радиации.

Аспирация термометров производится вентиляционным устройством (5), связанным с датчиками посредством общего воздуховода (6). В качестве воздуховода также может быть использована мачта, которая имеет трубчатую конструкцию.

Датчики устанавливаются на мачте с помощью кронштейнов. Кронштейн каждого датчика, служащий одновременно воздуховодом, имеет дроссельный клапан для регулировки скорости аспирации. В каждом датчике независимо от его положения на мачте устанавливается скорость аспирации, обеспечивающая нормальную работу системы смачивания в период измерения.

Предусмотрена также возможность регулировки скорости аспирации непосредственно у термометров. В каждом датчике устанавливается скорость аспирации около 2—3 м/с. Длина линии связи (от мачты с датчиками до измерительного блока установки) примерно равна 200 м.

На рис. 2 приводится структурная схема измерительной части установки для измерения разности температуры между двумя уровнями. Датчики температуры R_{t1} и R_{t2} подключаются в два плеча измерительного моста таким образом, что выходное напряжение последнего является функцией измеряемой разности температуры $\Delta t = t_2 - t_1$. С целью уменьшения влияния сопротивления линий связи (показаны штрихом) на точность измерительной схемы применены пятипроводная схема подключения датчиков в измерительном мосту [3].

Сигнал с измерительного моста в виде напряжения подается на масштабный усилитель, где приводится к диапазону $-1, +1$ В и далее на измерительный преобразователь.

Информация об измеряемой разности температур Δt выводится при помощи устройства вывода информации на рулонный телеграфный аппарат и перфоратор в виде трехразрядного десятичного числа (единицы, десятые, сотые градуса).

Для компенсации разброса начальных сопротивлений R_0 термометров и сведения к минимуму влияния неодинаковости сопротивлений линий связи в схему моста введены регулировочные элементы.

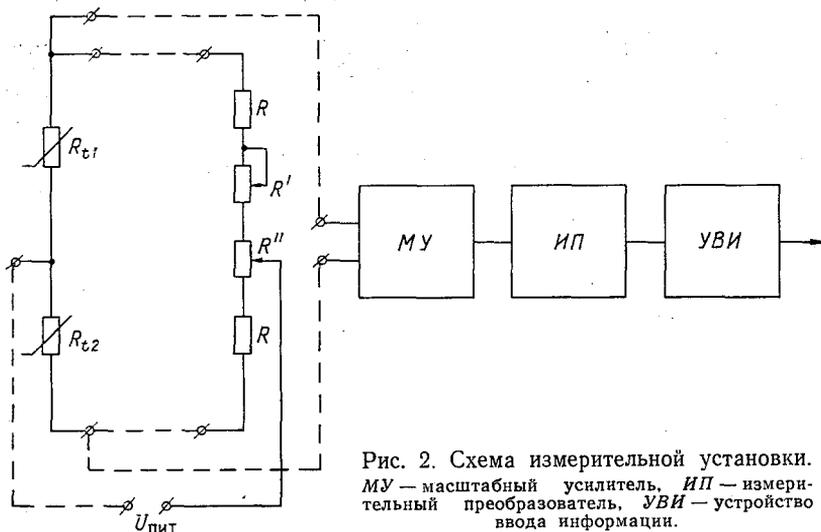


Рис. 2. Схема измерительной установки. МУ — масштабный усилитель, ИП — измерительный преобразователь, УВИ — устройство вывода информации.

Масштабирование выходного напряжения моста осуществляется с помощью усилителя МДМ, охваченного глубокой отрицательной обратной связью по напряжению (коэффициент усиления около 10).

Измерительный мост питается от стабилизированного источника питания напряжением 50 В. Питание на мост подается кратковременно (в импульсном режиме), чтобы исключить перегрев термометров измерительным током.

Как уже указывалось, установка содержит пять психрометрических датчиков, относительно одного из которых (расположенного на опорном уровне) измеряются разности температур на остальных уровнях.

При этом термометры датчика опорного уровня постоянно подключены в одно из плеч измерительного моста (соответственно при измерениях Δt либо $\Delta t'$). В другом плече моста осуществляется поочередная коммутация термометра того уровня, относительно которого производится измерение Δt ($\Delta t'$).

Макет теплобалансовой установки работает на экспериментальной полевой базе Воейково с сентября 1974 г. С помощью установки производится измерение (1 раз в час) различных метеоэлементов, в том числе t , t' , Δt , $\Delta t'$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Матвеев Л. Т. Основы общей метеорологии. Физика атмосферы. Л., Гидрометеиздат, 1965. 876 с.
2. Руководство по градиентным наблюдениям и определению составляющих теплового баланса. Л., Гидрометеиздат, 1964. 130 с.
3. Афиногенов Л. П., Стернзат С. М. Анализ погрешностей измерения градиентов температуры воздуха. — «Тр. ГГО», 1974, вып. 342, с. 3—23.
4. Стернзат С. М. О погрешностях измерения градиента упругости водяного пара при помощи термометров сопротивления. — «Тр. ГГО», 1974, вып. 340, с. 56—63.
5. Автоматическая станция КРАМС. Л., Гидрометеиздат, 1974. 218 с.

ДИСТАНЦИОННОСТЬ РАБОТЫ ДИОДНЫХ И ТРАНЗИСТОРНЫХ ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Дистанционность¹ работы термопреобразователей (ТП) является существенным эксплуатационным параметром. В литературе [1—3] отсутствуют данные по дистанционности диодных и транзисторных ТП, которые широко используются при измерении, регистрации и регулировании гидрометеорологических параметров. В настоящей статье рассматривается дистанционность работы ТП, а также погрешность измерения при подключении ТП к измерительному блоку (ИБ) с помощью двух-, трех- и четырехпроводных линий связи.

Двухпроводные линии связи. При включении ТП к измерительному блоку возникает дополнительная погрешность, определяющаяся несколькими составляющими.

1. Падением напряжения на соединительной линии

$$\Delta t_1 = \frac{2R_{\Pi}I}{\eta} = \frac{2R_{\Pi}}{\alpha_R R_T}, \quad (1)$$

где R_{Π} — сопротивление одного провода, равное

$$R_{\Pi} = l\rho, \quad (2)$$

I — ток через ТП, η — чувствительность по напряжению ТП к температуре, R_T , α_R — сопротивление терморезистора и его температурный коэффициент, ρ — удельное сопротивление одного погонного метра провода, при сечении 1 мм² равное 0,017 Ом/м, l — длина линии.

2. Изменением тока через ТП. При включении добавочного сопротивления линии связи в плече сравнения моста ИБ изменяется, хотя и незначительно, ток через ТП. Это изменение тока приводит к уменьшению погрешности измерения из-за (1) на

$$\Delta t_2 = -\frac{2R_{\Pi}\varphi_T I}{\eta E} = -\frac{2R_{\Pi}I}{\alpha_R E}, \quad (3)$$

где E — напряжение питания моста, φ_T — температурный потенциал [1].

¹ Расстояние, на котором обеспечивается заданная точность измерения.

Как в (1), так и в выражении (3), первое равенство относится к диодным и транзисторным ТП, а второе — к резистивным ТП.

3. Технологическим разбросом удельного сопротивления проводов:

$$\Delta t_3 = \frac{2R_{\Pi}I}{\eta} \Delta \rho = \frac{2R_{\Pi}}{\alpha_R R_T} \Delta \rho, \quad (4)$$

где $\Delta \rho$ — допустимая величина технологического разброса в удельных сопротивлениях проводов.

Так как в технических условиях величина $\Delta \rho$ знакопеременная, то и Δt_3 будет иметь разные знаки.

4. Колебанием (изменением) температуры (Δt_{Π}) и сопротивления проводов соединительной линии

$$\Delta t_4 = \frac{2R_{\Pi}I\alpha_M\Delta t_{\Pi}}{\eta} = \frac{2R_{\Pi}\alpha_M\Delta t_{\Pi}}{\alpha_R R_T}, \quad (5)$$

где α_M — температурный коэффициент меди.

5. Изменением падения напряжения на соединительной линии из-за тока ИБ

$$\Delta t_5 = \frac{2R_{\Pi}(T - T_1)}{R_{\text{вх}} + r_{\text{диф}}}, \quad (6)$$

где T , T_1 — измеренная и равновесная температуры, $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление ИБ, $r_{\text{диф}}$ — сопротивление ТП на переменном токе, которое для диодов и транзисторов в прямом направлении

$$r_{\text{диф}} = \Phi_T/I. \quad (7)$$

Транзисторы соединяются двухпроводной линией в режиме транзисторного диода.

Удельный вес каждой составляющей зависит от способа расчета, настройки и градуировки ТП и ИБ (будем называть далее «настройка ИБ»). Если настройка ИБ производилась без учета параметров соединительной линии, то погрешность при ее включении будет определяться суммой Δt_1 и Δt_2 . Погрешность остальных составляющих будет на порядок меньше первых двух. Если настройка ИБ производилась с учетом того, что ИБ и ТП будут соединены линией определенной длины, то суммарная погрешность определяется Δt_3 и Δt_4 . Соединение ИБ и ТП проводами с определенными сопротивлениями (разброс компенсируется резисторами) позволяет учитывать только Δt_4 . Последняя составляющая (Δt_5) будет сказываться, если входное сопротивление низкое и при настройке ИБ ток через ИБ не будет учтен.

Зная суммарную погрешность измерения (Δt_{Σ}) при включении соединительной линии длиной l и задавая допускаемую погрешность ($\Delta t_{\text{доп}}$), можно определить дистанционность L :

$$L = l \frac{\Delta t_{\text{доп}}}{\Delta t_{\Sigma}}. \quad (8)$$

Дистанционность работы ТП

ИБ	рисунк	Входное сопротивление, кОм	ТП	Сопrotивление ТП на переменном токе (диф), кОм	Ток ТП, мА	Погрешность (°С) при включении 100 м линии связи при настройке ИБ		Дистанционность (м) при точности 0,1°С при настройке ИБ	
						без учета сопротивления линии	с учетом сопротивления линии	без учета сопротивления линии	с учетом сопротивления линии
1	2		3	4	5	6	7	8	9
Двухпроводная									
100			Металлические	0,1	6	6,5	0,35	1,5	2,8
			"	10	0,09	0,064	$3,4 \cdot 10^{-3}$	160	$3 \cdot 10^3$
			Полупроводниковые	10	0,006	$6,4 \cdot 10^{-3}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$	$1,6 \cdot 10^3$	$3 \cdot 10^4$
			Диоды, в т. ч. транзисторные	10	0,0025	$3,4 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^3$	$7 \cdot 10^4$
	0,15		Металлические	0,1	6	6,5	0,34	1,5	30
		Полупроводниковые	0,1	0,6	0,65	0,034	15	300	
		Диоды, в т. ч. транзисторные	0,1	0,25	0,47	0,02	21	500	
Трехпроводная									
0,15			Металлические	0,1	6	0,6	0,035	17	290
	1 а		Диоды, в т. ч. транзисторные	0,1	0,25	0,3	0,012	33	830
	1 б		То же	0,1	0,25	0,14	$1,2 \cdot 10^{-3}$	71	$8 \cdot 10^3$
	1 в		Транзисторные	0,1	0,25	0,14	$1,2 \cdot 10^{-3}$	71	$8 \cdot 10^3$
			То же	0,1	0,25	0,23	0,08	43	120
Четырехпроводная									
0,15	2 а		Диоды, в т. ч. транзисторные	0,1	0,25	0,13	0,014	77	706
	2 б		Транзисторные	0,1	0,25	0,07	0,003	140	$3 \cdot 10^3$

Для иллюстрации в табл. 1 приведены дополнительные погрешности при включении линии связи длиной 100 м, а также обратная величина (дистанционность) при определенной дополнительной погрешности, равной $0,1^\circ\text{C}$. Расчет таблицы был произведен при следующих параметрах линии: сечение медного провода 1 мм^2 , колебание температуры провода $\Delta t_{\text{пр}} = \pm 10^\circ\text{C}$, $E = 2 \text{ В}$, входное сопротивление ИБ равно 100 и $0,15 \text{ кОм}$ ($R_i = 100 \text{ Ом}$, $R_1 = 50 \text{ Ом}$), сопротивление ТП на переменном токе $r_{\text{диф}}$ равно 10 и $0,1 \text{ кОм}$; ток ТП рассчитывался так, чтобы чувствительность к температуре по напряжению была для всех ТП равной $2,5 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. Температурные коэффициенты для полупроводниковых резистивных ТП приняты равными $4\%/^\circ\text{C}$, а для металлических ТП и медного провода $0,4\%/^\circ\text{C}$. Максимальный разбаланс моста $T - T_1 = 10^\circ\text{C}$. Данные в табл. 1 приведены с точностью до 10% . В графах 7 и 9 приведены данные при настройке ИБ без учета сопротивления линии, а в графах 8 и 10 — с учетом сопротивления линии. Дистанционность ТП при настройке ИБ с учетом длины линии приблизительно в 2 раза меньше, чем при учете сопротивления линии.

Если ток транзисторного ТП выбрать таким, чтобы его дифференциальное сопротивление равнялось R_T , то отношение погрешностей измерения резисторного (Δt_R) и транзисторного ТП ($\Delta t_{\text{ТР}}$) можно представить в виде:

$$\frac{\Delta t_R}{\Delta t_{\text{ТР}}} = \alpha_R \frac{\varphi_T}{\eta}. \quad (9)$$

Из табл. 1 и выражения (3) вытекает, что погрешность при включении двухпроводной линии будет для диодов и транзисторов более чем в два раза меньше по сравнению с полупроводниковыми терморезисторами ($\alpha_R = 0,04$) и более, чем в 20 раз меньше металлических ($\alpha_R = 4 \cdot 10^{-3}$) и во столько же раз больше дистанционность их работы. Это объясняется тем, что при уменьшении тока чувствительность по напряжению диодных и транзисторных ТП не уменьшается, а растет.

Трехпроводные линии связи. Существенно увеличивается дистанционность работы термодатчиков при трехпроводных линиях связи. Особенно часто эти линии применяются с металлическими ТП, так как их дистанционность при двухпроводной линии очень мала (см. табл. 1). Максимальная дистанционность достигается тогда, когда в ИБ применяется мост с равными токами в плечах и когда по одному из проводов течет от источника суммарный ток, который около ТП разветвляется, и одна его половина течет по второму проводу на плечо сравнения. Третий провод используется для соединения ТП с ИБ. Теоретически, если токи по второму и третьему проводам, сопротивления и температура этих проводов равны между собой, погрешность от включения линии будет равна нулю, а дистанционность возрастет неограниченно. Погрешность возникает только в том случае, если не соблюдаются эти условия.

В табл. 1 приведены данные по погрешности и дистанционности при учете разницы в температуре проводов, равной 1°C , и разности $T - T_1 = 10^\circ\text{C}$.

Транзисторы и диоды также могут подключаться к ИБ трехпроводными линиями. Такие схемы представлены на рис. 1 в виде мостовых схем, где R_{III} и R_3 — резисторы согласования начальных сопротивлений ТП. Подсоединение третьего провода (рис. 1 а)

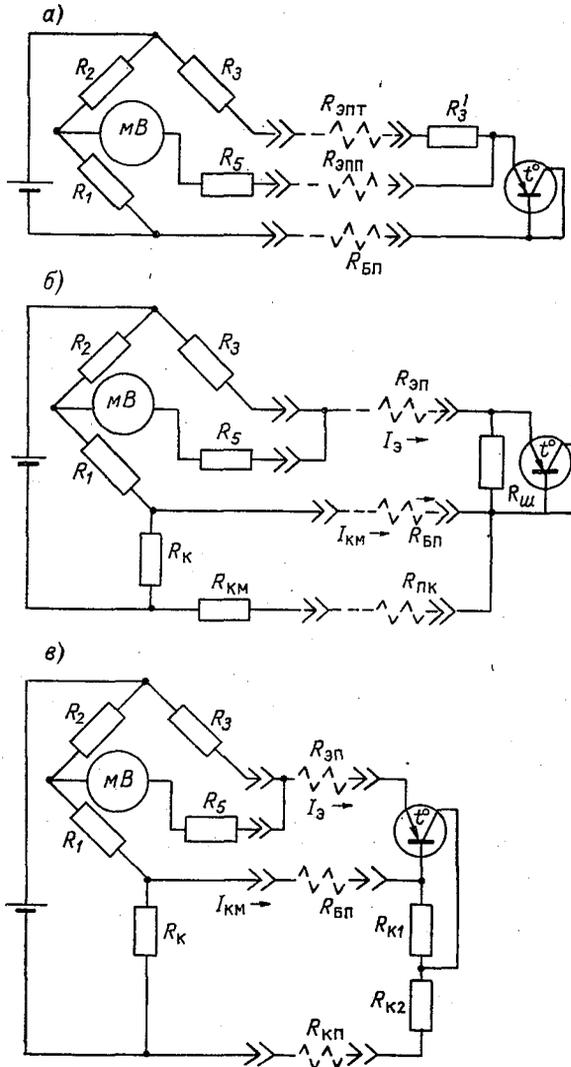


Рис. 1. Мостовые схемы включения диодов, в том числе транзисторных, (а) и (б) и транзисторов (в) с помощью трехпроводных линий.

для диодов (в том числе транзисторных диодов) позволяет вдвое уменьшить погрешность, вызываемую падением напряжения на линии (см. (1)). При расчете погрешности, вносимой линией, необходимо учитывать и погрешность Δt_5 , рассчитанную по (6).

Применение схемы рис. 1 б позволяет снять ограничение дистанционности, вызываемое падением напряжения на подводящих проводах $R_{эп}$ и $R_{бп}$ (1—2). Это достигается тем, что по проводу $R_{бп}$ пропускается ток в том же направлении, что и ток по $R_{эп}$. Так как величина этих токов и сопротивления проводов одинаковы, то падения напряжения на $R_{эп}$ и $R_{бп}$ будут равны между собой, и включение линии связи не внесет погрешности в измерения. Новое направление тока через $R_{бп}$ (противоположное по сравнению с рис. 1 а) образуется с помощью резистора смещения R_k и последовательного резистора $R_{км}$. Ток компенсации ($I_{км}$), протекающий по $R_{бп}$, выбирается из соотношения

$$I_{км} = I \frac{R_{эп}}{R_{бп}} \left(1 - \frac{\varphi_T}{E} \right) \quad (10)$$

при температуре датчика, соответствующей середине диапазона измеряемых температур. Этот ток почти равен току эмиттера. Через резистор $R_{км}$ течет сумма токов $I_{км}$ и I . Величина резистора определяется из соотношения напряжения смещения на R_k к этой сумме токов. Падение напряжения на R_k должно быть на несколько порядков больше, чем на сопротивлении проводов. Если ток плеча сравнения (R_1 и R_2) будет равен компенсирующему току, то резистор можно изъять, а $R_{км}$ приравнять нулю. В этом случае схема будет выключаться при включении датчика и в случае использования трехклеммной колодки. Для рассматриваемого варианта влияние тока милливольтметра будет уменьшаться при увеличении тока через R_k и достигнет $\Delta t_5/2$. Некоторым недостатком этого варианта является невозможность использования мостового метода согласования начальных сопротивлений датчиков.

Транзисторные ТП могут подключаться по схеме рис. 1 в. Она имеет преимущества: лучшую взаимозаменяемость, больший температурный диапазон, линейность. Компенсирующий ток и влияние температуры разбаланса определяется (6) и (7) соответственно.

С помощью резисторов, включаемых между базой и коллектором, может обеспечиваться одновременно и корректировка характеристического напряжения. Точность подбора этих резисторов определяется выражением:

$$\frac{\Delta(R_{к1} + 2R_{к2})}{R_{к1} + 2R_{к2}} = - \frac{\eta}{IR_1} \frac{E}{U_{Rк}} \Delta t, \quad (11)$$

где $U_{Rк}$ — падение напряжения на резисторе R_k . При $\eta = -2,5 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$, $E/U_{Rк} = 3$, $\Delta t = 0,1^\circ\text{С}$, $I = 0,5 \text{ мА}$, $R_1 = 35 \text{ Ом}$ допустимый разброс сопротивлений резисторов должен быть не хуже $\pm 5\%$.

Кроме схем, изображенных на рис. 1, трехпроводным кабелем могут быть подсоединены транзисторы и с помощью схем включения, приведенных в [1] на рис. 3.10 б и 3.11, отличающихся между собой только способом коррекции начального сопротивления. Погрешность измерения температуры в этих трех случаях определяется $(\Delta t_1 + \Delta t_2)/2$ и

$$\Delta t_k = \frac{R_{кп} I K_{кэ}}{\eta}, \quad (12)$$

где $K_{кэ}$ — коэффициент, учитывающий влияние напряжения коллектора на характеристическое (эмиттерное) напряжение и приближенно равный 10^{-3} для германиевых сплавных транзисторов.

Погрешность, вызываемая включением коллекторного провода, обычно меньше $0,01^\circ\text{C}$.

При низкоомной ИБ с транзисторными и диодными ТП наибольшей дистанционностью обладают схемы, приведенные на рис. 1 б, в. В этих схемах дистанционность на порядок больше: дистанционности медных и платиновых терморезисторов.

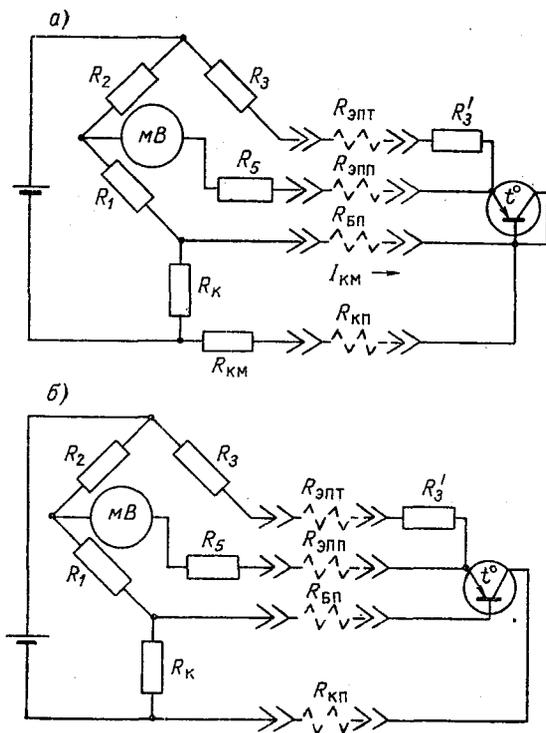


Рис. 2. Мостовые схемы диодов, в том числе транзисторных, (а) и транзисторов (б) с четырехпроводными линиями связи.

Четырехпроводные линии. Подсоединение диодов и транзисторов с помощью четырехпроводной линии представлено на рис. 2. Дистанционность ограничивается погрешностями, вызываемыми изменением тока эмиттера (см. (6)). Для схемы рис. 2 б эта погрешность может быть полностью или частично компенсирована путем подсоединения коллекторного электрода проводом с высоким удельным сопротивлением. Данные по дистанционности и погрешности при включении четырехпроводной линии (см. табл. 1) показывают, что четырехпроводные схемы дают некоторое повышение дистанционности по сравнению с трехпроводными и позволяют применять мостовой метод унификации датчиков температуры.

В заключение следует отметить, что диодные и транзисторные термопреобразователи обладают значительно большей дистанционностью по сравнению с металлическими терморезисторами, даже высокоомными. Дистанционность полупроводниковых терморезисторов имеет тот же порядок, что и дистанционность диодных (транзисторных) термопреобразователей. Использование трех- и четырехпроводных схем позволяет в 3—4 раза увеличивать дистанционность диодных (транзисторных) термопреобразователей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фогельсон И. Б. Транзисторные термодатчики. М., «Советское радио», 1972.
2. Удалов Н. П. Полупроводниковые датчики. М., «Энергия», 1965.
3. Кривонос А. И. Термодиоды и термотриоды. М., «Энергия», 1970.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА С РЕГИСТРАТОРАМИ ФАЗОВЫХ ПЛЕНОК УВЛАЖНЕНИЯ

В настоящее время, когда все большее количество промышленных и строительных изделий эксплуатируется на открытом воздухе, важное экономическое значение приобрел вопрос об их рациональной защите от воздействия атмосферы. Для выбора оптимальных средств защиты необходимы оценки агрессивности атмосферы различных районов. При работе над такими оценками весьма эффективно могут быть использованы накопленные метеорологические данные. В частности, по этим данным можно определить среднюю многолетнюю продолжительность поверхностного увлажнения материалов и изделий, т. е. время действия фактора, неблагоприятно отражающегося на их свойствах [1, 2, 3, 4].

При выполнении подобных расчетов принято разделять увлажняющие покрытия на пленки, носящие условные названия — адсорбционные и фазовые (капельножидкие). Адсорбционные пленки формируются на поверхности при относительной влажности воздуха до 100% включительно. Строение фазовых пленок ближе к капельным или сплошным водным покрытиям. Раздельный подход вызван спецификой метеорологических наблюдений и носит искусственный характер, так как разделению подвергаются переходные пленки, которые, по существу, имеют одинаковую природу по внешнему постороннему критерию. Это затрудняет обоснование методики расчета особенно в условиях большой изменчивости и недостаточной изученности состава, физических и химических свойств веществ на поверхности.

Для исследований связей пленок фазового увлажнения поверхностей в естественном состоянии с метеорологическими факторами ранее в работе [5] был предложен специализированный регистратор. Резистивный принцип его действия позволяет фиксировать пленки с учетом плотности покрытия, концентрации и химической активности растворенных в ней веществ, т. е. практически с учетом потенциальной агрессивности пленок.

Ниже приведены результаты натурального эксперимента с регистраторами, выполненного с применением металлических образцов.

Основной задачей эксперимента была проверка работоспособности выбранной конструкции приемного элемента, сопоставление полученных записей с результатами теоретического расчета и оценка влияния погрешностей измерения и регистрации на конечный результат.

Для эксперимента были изготовлены две установки с усовершенствованными регистраторами. По сравнению с описанными в [5] в состав последних был введен автоматический прерыватель цепи генератора, который позволял устранить гистерезис срабатывания выходного реле и практически избавиться от последствий влияния электролиза. Помимо самих регистраторов в комплект каждой установки входили семь приемных элементов, жалюзийная будка и испытательный стенд. Конструкция приемных резистивных элементов не отличалась от описанной в [5]. Шесть приемных элементов были выполнены из малоуглеродистой стали Ст. 3, а седьмой из стали марки Х14Н40Б. Выбор Ст. 3 обусловлен ее исключительной распространенностью и подверженностью коррозии, а выбор Х14Н40Б — тем, что она относится к нержавеющей сталям. Во всех приемных элементах была применена изолирующая фторопластовая прокладка толщиной 20 мкм, так как менее толстые прокальвались при температурных деформациях, а более толстые своим присутствием искажали поверхностные условия. Для предотвращения влияния краевых эффектов торцы приемных элементов покрывались водостойким лаком. Перед установкой поверхность приемных элементов обрабатывалась по технологии, принятой на коррозионных станциях [6].

Жалюзийная будка представляла собой обычную метеорологическую будку со стандартной подставкой. Основным элементом стенда являлась рама с фарфоровыми изоляторами для крепления приемных элементов. Как и при коррозионных испытаниях, плоскость рамы была ориентирована на юг и наклонена под углом 45° . Высота стоек рамы была подобрана таким образом, чтобы разместить приемные элементы на уровне будки. Будка и стенд размещались на площадках с естественным покровом, разбитых в непосредственной близости от площадок метеорологических станций.

Приемный элемент из Х14Н40Б и два из Ст. 3 (основной и запасной) закреплялись на стенде накладным электродом наружу, два других — приемной поверхностью к почве, а пятый и шестой из Ст. 3 — устанавливались в будке.

Одна из установок была развернута на территории Информационного центра погоды в Ленинграде, а другая — на полевой базе ГГО в пос. Воейково. Регистратор первой установки размещался в естественных условиях на открытом воздухе в дополнительном брызгозащитном корпусе, оборудованном системой терморегулирования, а другой — работал в отапливаемом помещении.

Пороговые устройства каналов были настроены на срабатывание при проводимости между электродами приемных элементов, равной $14,3 \text{ мкСм}$ ($\sim 70 \text{ кОм}$). Ранее уже отмечалось, что использованный в регистраторе резистивный способ индикации позволяет

обнаруживать пленки увлажнения с учетом их потенциальной агрессивности. В этом отношении выбранный порог срабатывания ориентирует на сравнение обнаруживаемых пленок с пленками минимальной агрессивности. За последние приняты пленки, формирующиеся на исследуемой поверхности при длительной выдержке в абсолютно чистых условиях при относительной влажности воздуха 98—100%. На металлах такие пленки имеют толщину 3—4 мкм и удельную электропроводность $\kappa=4\text{—}5$ мкСм [7]. В качестве дополнительного обоснования выбора порога следует отметить, что подобной проводимостью обладают пленки в 1—2 мкм с $\kappa=10$ мкСм. Такая толщина считается минимальной для развития процесса коррозии [8], а значение κ является практически минимальным для пленок естественного происхождения [9].

Установки для регистрации увлажнения металла были развернуты к 1 января 1972 г.; их круглосуточная работа началась с 1 февраля 1972 г. и продолжалась в Ленинграде 14 месяцев (примерно 10 700 часов), а в Воейково 9 месяцев (примерно 7000 часов).

Одна из задач эксперимента состояла в проверке работоспособности, точнее в проверке идентифицирующих функций приемных элементов с 20-микронными прокладками. Предстояло убедиться, что не появятся ложные срабатывания при любых загрязнениях поверхности в условиях ее увлажнения максимальными «адсорбционными» пленками влаги. Проверка проводилась путем помещения приемных элементов в эксикаторы со 100%-ной влажностью воздуха и температурой 0 и 20—25°C. Испытаниям подвергались приемные элементы установки в Ленинграде, так как они находились в наиболее загрязненной среде. Приемные элементы снимались 1 раз в месяц преимущественно после длительных периодов сухого состояния поверхности. Длительность выдержек в эксикаторах составляла 60—72 часа. Результаты показали, что, несмотря на высокий уровень отдельных загрязнений, водные структуры, образующиеся на поверхности, не достигают протяженностей, которые необходимы для перекрытия электродов и, следовательно, приемные элементы обладают идентифицирующими свойствами. Этот вывод косвенно подтверждается результатами регистрации в будках, по которым отсутствовали записи, хотя поверхность приемных элементов была сильно загрязнена пылью и продуктами коррозии и за период экспозиции бывали длительные условия с высокой относительной влажностью воздуха.

Одновременно с работой регистраторов по параллельным материалам наблюдений метеорологических станций проводился расчет длительностей фазового увлажнения металла в открытой экспозиции по методу, предложенному в работе [10]. Расчетная длительность фазового увлажнения за 14 месяцев для Ленинграда составила в сумме 5035 часов, а для Воейково за 9 месяцев — 2800 часов. Общая продолжительность записей регистратора за то же время для первого пункта по приемному элементу из стали X14H40B с внешней ориентацией была 1648 часов, из стали Ст. 3 — 1551 час,

по приемному элементу из Ст. 3 с накладным электродом закрепленным с внутренней стороны, — 1224 часа. Записи в будке отсутствовали. Для Воейково аналогичные значения равны соответственно 757, 837, 754 часа. Таким образом, обнаруживается завышение расчетных данных в 2,5—3 раза.

Рассмотрим возможные причины расхождения, связанные с работой прибора. Так, было установлено, что в течение эксперимента из-за простоев регистраторов пропущено не более 60—80 часов записей, следовательно, подобной причиной нельзя объяснить найденное расхождение. В качестве другой причины можно указать на погрешности измерения и регистрации. Суммарная относительная погрешность записей Γ может быть представлена в следующем виде:

$$\Gamma = \gamma'_d + K(\gamma'_m + \gamma'_n) + K'(\gamma'_m + \gamma'_n), \quad (1)$$

где γ'_d — случайная погрешность регистрации, вызванная неравномерной работой лентопротяжного механизма самописца; γ'_m , γ'_n — систематическая и случайная составляющая методической погрешности измерений; γ'_n , γ'_n — систематическая и случайная составляющая приборной погрешности измерений; K , K' — коэффициенты.

По паспорту величина $\gamma'_d = \pm 0,5\%$. Предварительные лабораторные испытания регистраторов позволили определить $\gamma'_n = \pm 1,5\%$. Специальные исследования, проведенные вблизи порога срабатывания, показали, что для приемных элементов из Ст. 3 на частоте 100 Гц при плотности тока 5—8 мА/см² случайная методическая погрешность лежит в пределах $\gamma'_m = \pm 4,5\%$. Величина γ'_n зависит от настройки измерительной схемы и может быть найдена экспериментально для любого конкретного канала регистрации. Таким образом, задача по оценке влияния погрешностей измерения и регистрации сводилась к определению численных значений K , γ'_m , K' .

Решение этой задачи было построено на обработке результатов параллельной регистрации одних и тех же периодов увлажнения. Регистрация проводилась двумя каналами, близкими по своим характеристикам. Каналы были настроены на разные пороги срабатывания, в связи с чем можно записать:

$$\Gamma_1 - \Gamma_2 = \Delta \Gamma = \Delta \gamma + \Delta \gamma' = [K(\Delta \gamma'_m + \Delta \gamma'_n)] + [\Delta \gamma'_n + K'(\Delta \gamma'_m + \Delta \gamma'_n)]. \quad (2)$$

Оба канала были задействованы на один самописец, поэтому $\Delta \gamma'_d = 0$. На первом этапе статистическая обработка была нацелена на выявление устойчивых систематических расхождений и случайный разброс во внимание не принимался ($\Delta \gamma' = 0$). Для устранения влияния разницы систематических методических погрешнос-

тей ($\Delta\gamma_M=0$) приемные элементы регулярно меняли местами. В результате

$$\Delta\Gamma = \Delta\gamma = K\Delta\gamma_{\text{п}}. \quad (3)$$

Отсюда

$$K = \frac{\Delta\gamma}{\Delta\gamma_{\text{п}}} = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta\tau_i}{\sum_{i=1}^n \tau_i} \frac{1}{\Delta\gamma_{\text{п}}}, \quad (4)$$

где $\tau_i = 0,5 (\tau_2 + \tau_1)_i$, $\Delta\tau_i = (\tau_1 - \tau_2)_i$ — i -реализация разности длительностей записей одного периода увлажнения.

Обработка 266 случаев увлажнения позволила оценить среднее значение $K=2,1$.

На втором этапе решения было найдено значение γ_M . Для этого были рассмотрены случаи работы каждого из приемных элементов с одним из каналов измерения. В связи с тем, что условия абсолютной представительности поверхности нам не известны и нарушения тождественности на «параллельных» приемных элементах определяются в равной мере обоими элементами, то величины $(\gamma_M)_1$ и $(\gamma_M)_2$ целесообразно принимать равными по величине и противоположными по знаку, т. е. $\Delta\gamma = (\gamma_M)_1 - (-\gamma_M)_2 = 2\gamma_M$. Отсюда величина γ_M может быть найдена по формуле:

$$\gamma_M = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta\tau_i}{2K \sum_{i=1}^n \tau_i}. \quad (5)$$

В результате, в выражении (1) осталась неизвестной величина K' . Учитывая различный характер процессов фазовых переходов при выпадении осадков и при образовании росы, следовало ожидать, что коэффициенты K' для этих явлений будут различными. Полагая, что случайный разброс есть следствие влияния в равной мере обоих каналов, имеем $\Delta\gamma' = 2\gamma'$, $\Delta\gamma_M = 2\gamma'_M$, $\Delta\gamma'_{\text{п}} = 2\gamma'_{\text{п}}$. Отсюда

$$K' = \frac{\gamma'}{\gamma'_M + \gamma'_{\text{п}}}$$

и далее

$$K' = \frac{3\sigma_{\Delta\tau}}{\tau(\gamma'_M + \gamma'_{\text{п}})} = \frac{3n}{\sum_{i=1}^n \tau_i} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [(\tau_1 - \tau_2) - (\tau_1 - \tau_2)]^2}{n-1}}. \quad (6)$$

Обработка 51 случая образования росы и 31 случая выпадения осадков позволили оценить: $K'_p = 2,7$ и $K'_{\text{ос}} = 1,1$.

Подставляя известные и найденные значения в выражение (1), получим для осадков

$$\Gamma_{oc} = 0,5 + 2,1(0,05 + 0,1) + 1,1(4,5 + 1,5) = \pm 7,4\%,$$

для росы

$$\Gamma_p = 0,5 + 2,1(0,05 + 0,1) + 2,7(4,5 + 1,5) = \pm 16,8\%.$$

Принимая во внимание соотношение числа случаев и длительностей осадков и росы, суммарную погрешность регистрации фазовых капельножидких пленок для условий Ленинграда можно оценить примерно $\pm 10\%$.

Таким образом, из изложенного можно сделать вывод, что погрешности измерения и регистрации, а также простой прибора не могут быть причинами столь существенных расхождений расчетных и экспериментальных данных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Астафьев А. В. Окружающая среда и надежность радиотехнической аппаратуры. М., «Энергия», 1965, с. 3—45.
2. Скорчеллетти В. В. Теоретические основы коррозии металлов. М., «Химия», 1973, с. 6—23.
3. Якуб И. А., Алексеев С. Н. Коррозия арматуры в легких бетонах. М., Стройиздат, 1971. 76 с.
4. Кожевников Б. Л. О регистрации капельножидких пленок поверхностного увлажнения изделий. — «Тр. ГГО», 1973, вып. 313, с. 128—133.
5. Кожевников Б. Л., Романов Е. В. Регистратор поверхностного увлажнения металлов. — «Тр. ГГО», 1973, вып. 313, с. 134—138.
6. Романов В. В. Методы исследования коррозии металлов. М., «Металлургия», 1965, с. 13—23.
7. Bartoň K., Bartoňová Z. Werkst. und Korros., 1970, 21, N 2, VII, IX, с. 85—88.
8. Томашев Н. Д. Теория атмосферной коррозии металлов. — Тр. ИФХ АН СССР, 1960, вып. 6, с. 5—31.
9. Дроздова В. М. и др. Химический состав атмосферных осадков на ЕТС СССР. Л., Гидрометеоздат, 1964, с. 52—57.
10. Голубев А. И., Кадыров М. Х. Районирование СССР по коррозии основных металлов в атмосфере. — «Пром. строительство», 1969, № 8, с. 9—11.

ИНДИКАТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОТОБРАЖЕНИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ ОБСТАНОВКИ

Разного рода индикаторные устройства, обеспечивающие наглядное представление результатов измерений и вычислений, получают все более широкое распространение. В статье обсуждаются вопросы проектирования индикаторных устройств (ИУ) сравнительно небольшого объема для отображения метеорологической обстановки в районе ВПП аэропорта.

1. Характер и объем информации. Требования к ИУ. Индикаторное устройство должно в сжатом виде, наглядно и достаточно полно отражать информацию о метеорологической ситуации в районе ВПП. В состав сообщения (телеграммы) в ИУ от источника метеоинформации включаются сведения об опасных явлениях и данные об отдельных метеорологических параметрах, необходимые для служб аэропорта.

К числу важнейших метеопараметров, отображение которых на ИУ обязательно, относятся высота нижней границы облачности (ВНГО), метеорологическая дальность видимости (МДВ), скорость ветра. Из-за значительной изменчивости ВНГО и МДВ в пространстве и во времени данные по этим параметрам должны выдаваться, как минимум, по показаниям двух датчиков ВНГО и двух-трех датчиков МДВ для каждой стороны ВПП. В настоящее время не совсем ясно, какие характеристики ВНГО и МДВ целесообразно использовать для краткого и наглядного представления, и этот вопрос нуждается в дальнейшей детальной проработке. Последующее отображение результатов измерения по каждому датчику неудобно, так как предполагает частую смену информации о ВНГО и МДВ на индикаторном устройстве. Для одновременного отображения данных при существующих требованиях к точности измерений необходимо иметь не менее 15 десятичных индикаторных элементов. Кроме ВНГО, в составе информации об облачности должны содержаться сведения о количестве облаков, а данные о МДВ желательно дополнять сведениями о видимости огней высокой интенсивности как обобщенном показателе, включающем МДВ, освещенность, яркость ОВИ.

Данные о ветре включают максимальную и среднюю скорость ветра за 10 или 2 минуты, составляющую максимальной скорости ветра, перпендикулярную ВПП, и направление ветра. С учетом требований к точности измерений для представления сведений о ветре ИУ должно иметь не менее восьми индикаторных элементов.

Кроме перечисленных выше характеристик, на индикаторном устройстве должна быть представлена информация о температуре и влажности воздуха, атмосферном давлении и сведения об отдельных опасных явлениях (гроза, гололед, туман, снег и т. д.). В каждой телеграмме на ИУ должно быть указано время измерения параметров. Таким образом, телеграмма содержит 40—50 десятичных разрядов при характеристике метеобстановки с одной стороны ВПП. При отображении метеобстановки с двух сторон ВПП дополнительно включаются данные о ВНГО, МДВ, максимальной скорости ветра от датчиков, установленных на второй стороне ВПП, и число разрядов увеличивается до 60—70.

Исходя из специфики применения индикаторного устройства, можно указать ряд дополнительных требований, влияющих на проектирование. Телеграмма для ИУ формируется либо по результатам измерений автоматической метеостанции, либо набором данных вручную. В последнем случае в комплект индикаторного устройства должен входить пульт ручного ввода данных. Одна и та же телеграмма может передаваться одновременно на несколько ИУ, установленных в разных точках аэропорта. Удаление индикаторных устройств от пункта передачи информации может достигать нескольких километров. Поэтому для передачи данных желательно использовать двухпроводную линию. Кроме того, должна быть обеспечена возможность запроса данных на ИУ как при автоматическом, так и при ручном наборе сообщения.

2. Выбор индикаторных приборов. В качестве элементов индикации используются разнообразные по физической основе и конструктивному исполнению приборы: механические, оптические, электрические, ионные и электронные. В связи с тем, что в настоящее время нет универсального индикатора, который во всех случаях применения превосходил бы остальные, при выборе индикаторных приборов необходимо ориентироваться на всю совокупность требований, предъявляемых к прибору. К числу основных требований можно отнести яркость и качество свечения индикаторного прибора, стоимость, габариты, потребление энергии, срок службы, рабочий диапазон температур, простоту управления. Такие характеристики элемента индикации, как яркость, временные параметры светового сигнала, геометрические размеры изображения, существенно влияют на скорость и точность обработки информации человеком. Характер взаимодействия этих параметров определяется закономерностями работы глаза.

Известно, что наивысших значений острота зрения достигает при яркости 500—600 нт. Для яркостей 300—200 нт острота зрения составляет 90% максимальной, при яркости 30—50 нт — 80%

максимальной [1]. Особенностью зрительного восприятия является инерционность в работе глаза. Для уверенного восприятия знака нужно, чтобы время экспозиции было больше времени инерции. Для яркостей свыше 100 нт время инерции можно принять равным 0,05 с [1]. В устройствах с пульсирующим световым сигналом необходимо учитывать критическую частоту мелькания, при которой изображение воспринимается как слитное. Значение критической частоты мелькания определяется не размерами отдельных знаков, а общей площадью изображения.

Четкий отсчет можно получить в индикаторах проекционного типа (ПТ-2М, ПП-30 и др.) или в индикаторах с подсветкой в торец (ЗИТ). Но конструктивная сложность, большие габариты и вес, необходимость переключения больших токов накала осветительных ламп затрудняют применение таких приборов, особенно при значительном объеме отображаемых данных.

Люминисцентные вакуумные индикаторы удобны в случае, когда требуется отсчет под большим углом зрения и с значительного расстояния. Недостатком этих индикаторов является стилизованный шрифт (связан с многоэлементной конструкцией анодов), а также сравнительно небольшая долговечность (3000 часов).

Цифровые и знаковые газоразрядные лампы серии ИН нашли широкое применение в устройствах отображения информации. Индикаторы отличаются высокой яркостью и контрастностью изображения, хорошей дальностью наблюдения, малыми габаритами и потребляемой мощностью, простотой устройств управления. Важным обстоятельством является возможность питания ламп импульсным током. При этом улучшается качество свечения и увеличивается срок службы, поскольку при импульсном питании для получения номинальной яркости изображения требуется меньший средний ток, чем при питании постоянным током [2].

Экспериментами установлено, что скважность импульсов тока не должна превышать 20—25, а оптимальная частота следования составляет 50—200 Гц. Ток в импульсе может быть большим, кажущаяся яркость свечения повышается благодаря инерции зрения, хотя среднее значение тока ниже нормального. Длительность импульса тока должна быть не менее 100 мкс. При дальнейшем уменьшении длительности импульса резко увеличивается амплитуда импульса тока и, соответственно, среднее значение тока (рис. 1).

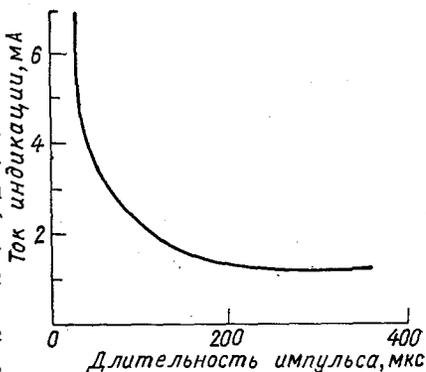


Рис. 1. Зависимость среднего значения тока в лампе, обеспечивающего нормальное восприятие изображения, от длительности импульсов.

Большое разнообразие выпускаемых промышленностью ламп типа ИН позволяет применять их в различных по назначению, габаритам и объему информации устройствах отображения. Для многоразрядных систем с цифровой и знаковой индикацией целесообразно использовать индикаторы ИН-12 и ИН-15, поскольку прямоугольный баллон этих приборов позволяет сократить расстояние между соседними разрядами и улучшить «читаемость» информации.

Электролюминисцентные индикаторы серии ИЭЛ, принцип действия которых основан на свечении кристаллов люминофора при возбуждении их электрическим полем, обладают высокими техническими и эксплуатационными свойствами. Они имеют высокую надежность, большой угол обзора, малую потребляемую мощность и сравнительно низкую стоимость. Основным недостатком таких приборов является высокое напряжение возбуждения (175—250 В при частоте 1200 Гц.) Коммутация такого напряжения для возбуждения отдельных элементов изображения достаточно сложна, громоздким получается и дешифратор.

Отечественной промышленностью разработаны полупроводниковые индикаторы на основе фосфида—арсенида галлия, арсенида галлия—алюминия, карбида кремния и других соединений. Высокая надежность, низкие рабочие напряжения, возможность питания постоянным, переменным и импульсным током, широкий диапазон рабочих температур (от -60 до $+85^{\circ}\text{C}$) позволяют считать эти индикаторы весьма перспективными. У лучших образцов полупроводниковых индикаторов яркость свечения достигает 350 нт [3]. Применение их в настоящее время часто ограничивается малыми размерами изображения и высокой стоимостью элементов.

В отношении габаритов, стоимости, потребляемой мощности, яркости свечения привлекательно выглядят жидкокристаллические индикаторы [4]. Отечественные жидкокристаллические индикаторы 1ЦМ25, 1ЦМ26, 6ЦМ12 имеют 7 и 17-сегментную структуру цифры, потребляют малую энергию (60 мкА при напряжении 20—50 В), работают на переменном токе с частотой 30—50 Гц. Необходимость запитывать сегменты переменным током вызывает трудности при организации бесконтактной коммутации.

При высоких уровнях внешней освещенности выгодно применять вакуумные индикаторы накаливания. Индикаторы П173, П175 и другие имеют яркость от 3000 до 10 000 нт, но потребляют значительную энергию и имеют сравнительно небольшой срок службы.

В настоящее время получают широкое распространение индикаторы со встроенными памятью и устройствами управления. Примером могут служить унифицированные индикаторы типа Ф207, представляющие собой приборы со встроенными в один корпус газоразрядными лампами и схемами управления. В зависимости от функционального назначения приборы бывают либо с непосредственным управлением лампами двоичным или десятичным кодом, либо с регистром памяти и последовательной или параллельной записью. В индикаторах применены лампы ИН-14, ИН-12, ИН-15,

микросхемы серии 217 и транзисторы КТ315И в качестве высоковольтных ключей. Применение унифицированных индикаторных элементов позволяет стандартными узлами решить наиболее трудную задачу — хранение информации, поступившей по линиям связи, и коммутацию элементов изображения в соответствии с введенным кодом. Современная технология изготовления полупроводниковых приборов позволяет добиться невысокой стоимости унифицированных индикаторов, несмотря на их схемную сложность.

Краткий обзор показывает многообразие существующих индикаторных приборов, многие из которых пригодны для использования в устройствах, отображающих значительный объем данных. По-видимому, в рассматриваемых индикаторных устройствах целесообразно применять газонаполненные лампы типа ИН, электролюминисцентные индикаторы, а в будущем — полупроводниковые индикаторы.

3. Способы построения индикаторных устройств. В зависимости от способа хранения информации и коммутации элементов изображения индикаторные устройства можно разделить на три группы. К первой группе относятся устройства без собственной памяти. Информация от передающего устройства поступает параллельно, что приводит к большому числу проводов линии связи между передающим устройством и информационным табло. К таким устройствам относится метеорологический информатор БМ-2.

Вторая группа — это устройства с собственной памятью и индивидуальными дешифраторами для каждого индикатора. Такого рода ИУ встречаются довольно часто. В качестве элементов памяти могут применяться реле, триггеры, тиристоры, а выбор дешифратора определяется используемыми элементами памяти и требованиями к питанию элементов индикации. При объеме отображаемой информации 40—50 десятичных цифр ИУ независимо от выбора типа памяти и индикаторных элементов получается довольно громоздким. Так при использовании памяти на реле для хранения 50 цифр нужно иметь не менее 200 реле; в памяти на триггерах нужно иметь не менее 200 триггеров и, кроме того, дешифраторы, содержащие 500 и более транзисторов.

Резкого уменьшения количества радиоэлементов можно добиться при импульсном питании и использовании стробоскопической системы управления индикаторными элементами.

К третьей группе относятся устройства с собственной памятью и импульсным питанием индикаторных элементов. Одним из наиболее эффективных способов реализации импульсного питания является стробоскопическая система управления цифровыми лампами. Принцип действия такого устройства можно рассмотреть с помощью рис. 2.

Информация, предназначенная для отображения, хранится в запоминающем устройстве ЗУ. Из ЗУ в дешифратор $D_{ш}$ поступает код одной десятичной цифры, и дешифратор подает питание на одноименные катоды всех индикаторных ламп $L_1—L_n$. Питание со

стороны анодов подается через коммутатор K , у которого в каждый момент времени может быть замкнут только один ключ $K_1—K_n$. Когда замкнут, например, ключ K_1 , из $ЗУ$ в дешифратор поступает код цифры, относящейся к лампе $Л_1$, и соответствующий катод лампы $Л_1$ будет подключен дешифратором к источнику питания. В следующий момент времени по сигналу сдвига из блока

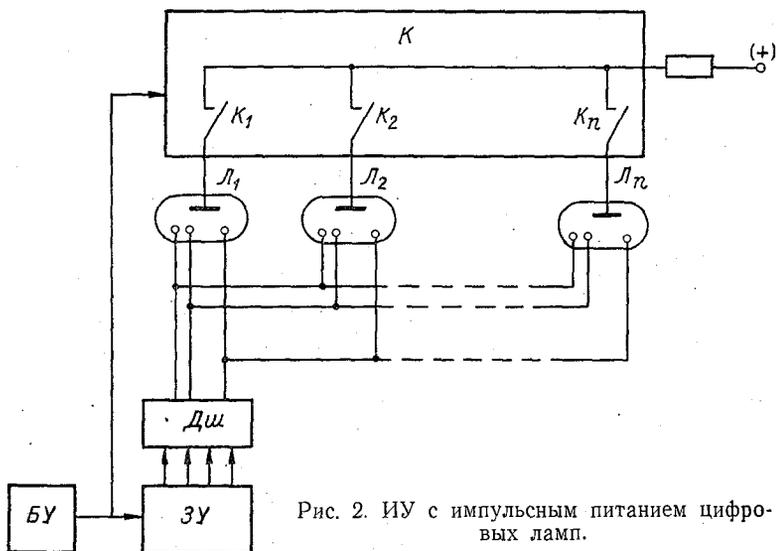


Рис. 2. ИУ с импульсным питанием цифровых ламп.

управления $БУ$ коммутатор подаст анодное питание на следующую лампу, а дешифратор подключит определенный катод этой лампы к источнику питания в соответствии с кодом, поступившим в дешифратор из $ЗУ$. Сигналы сдвига в $ЗУ$ и коммутатор подаются из блока управления одновременно. Частота сигналов сдвига определяется выбранной частотой импульсов тока через лампу и числом ламп. Так, при частоте следования импульсов тока 100 Гц и числе ламп $n=20$ частота сдвигающих импульсов из $БУ$ составляет 2000 Гц, а длительность импульсов тока через лампу — 500 мкс.

При увеличении в устройстве числа индикаторных ламп увеличивается скважность импульсов через лампу и снижается качество свечения. В этом случае лампы можно разбить на N групп и каждую группу обслуживать отдельным дешифратором, при этом в определенный момент времени одновременно включаются по одной лампе в каждой из N групп. Аноды одноименных ламп из разных групп могут быть объединены и подключены к одному выходу коммутатора.

Если сопоставить количество радиоэлементов, используемых при стробоскопической системе управления и в устройствах с индивидуальными дешифраторами, то преимущество стробоскопической системы становится очевидным при 10 и более цифровых лампах. Наиболее явно обнаруживаются достоинства этой системы при выносных табло, когда резко сокращается число проводов между индикаторными лампами и устройствами управления [1]. Можно отметить еще одно важное обстоятельство: это возможность применения простых запоминающих устройств с последовательным вводом и выводом информации. Для хранения 50 десятичных цифр достаточно иметь одну магнитострикционную линию задержки, или четыре динамических сдвигающих регистра К1ИР442, или 12 квазистатических регистров К1ИР441.

Ниже рассмотрены индикаторные устройства, выпускаемые Рижским заводом гидрометприборов: кратко — ИУ с релейной памятью и более подробно — ИУ с памятью на квазистатических регистрах сдвига и стробоскопической системой управления.

4. Индикаторное устройство с релейной памятью. Индикаторное устройство предназначено для отображения в цифровом виде информации, поступающей от центрального устройства (ЦУ) аэродромной автоматической станции. Для связи с ЦУ используется двухпроводная линия связи длиной до 10 км. Метеосообщение от ЦУ поступает в индикаторное устройство в телеграфном коде в виде импульсов тока длительностью 10 мс и промежутком между импульсами 10 мс, причем «нулю» и «единице» соответствуют импульсы разной полярности. Такой способ передачи не требует синхронизирующих узлов в приемной части ИУ. На время, когда новая информация не передается, от центрального устройства поступает постоянное напряжение, которое в ИУ используется для контроля исправности линии связи. Поступлению нового сообщения предшествует кратковременное изменение полярности напряжения в линии связи; при этом в ИУ производится подготовка блоков к приему информации.

Индикаторное устройство можно разделить на следующие составные части (рис. 3): блок приема данных БПД, выявляющий

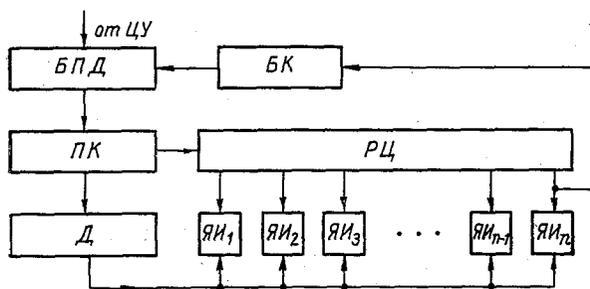


Рис. 3. Блок-схема ИУ с релейной памятью.

и усиливающий сигналы из линии связи; преобразователь последовательного кода в параллельный ПК; дешифратор Д; распределитель цифр РЦ, управляющий включением ячеек индикации; ячейки индикации ЯИ и блок контроля БК.

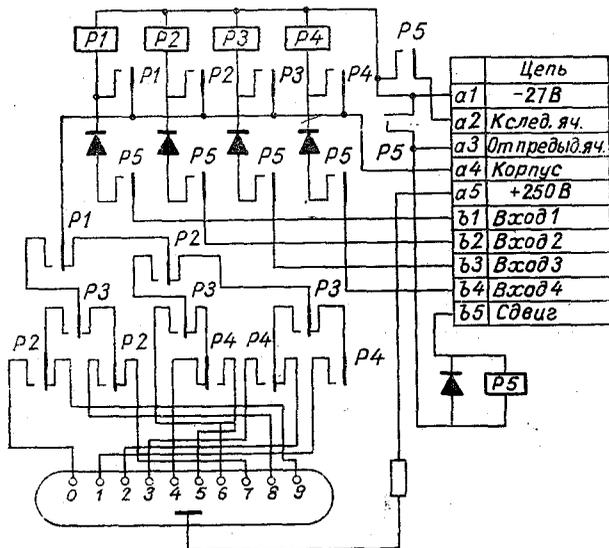


Рис. 4. Ячейка индикации.

Индикация цифр выполнена на газонаполненных лампах ИН. Каждая лампа установлена в отдельной конструктивной ячейке, которая кроме лампы содержит четыре реле, обеспечивающих запоминание цифры, и одно реле распределителя цифр. Принципиальная схема такой ячейки изображена на рис. 4. Код цифры поступает параллельно на четыре входа всех ЯИ (б1—б4) независимо от того, в какой из ячеек индикации нужно запомнить этот код. Подключение входов б1—б4 к реле P1—P4 производится через нормально разомкнутые контакты реле P5. Сработавшие реле в дальнейшем удерживаются под напряжением через свои нормально разомкнутые контакты и обеспечивают прохождение тока через один из катодов индикаторной лампы в соответствии с принятым кодом.

Часть цифровой информации нужно отображать в виде знаков или надписей, например знак температуры воздуха или название телеграммы. В этом случае используются несколько измененные ячейки индикации. В таких ячейках вместо лампы ИН установлено две или три лампочки накаливания, подсвечивающие нужный знак или надпись.

Реле *P5* относится к распределителю цифр. *PЦ* производит подключение запоминающих реле ячеек индикации к выходам дешифратора при поступлении в *ИУ* цифрового разряда, соответствующего данной ячейке. Распределение цифр по ячейкам с помощью специальных реле в самих ячейках позволило обойтись небольшим числом соединений между ячейками.

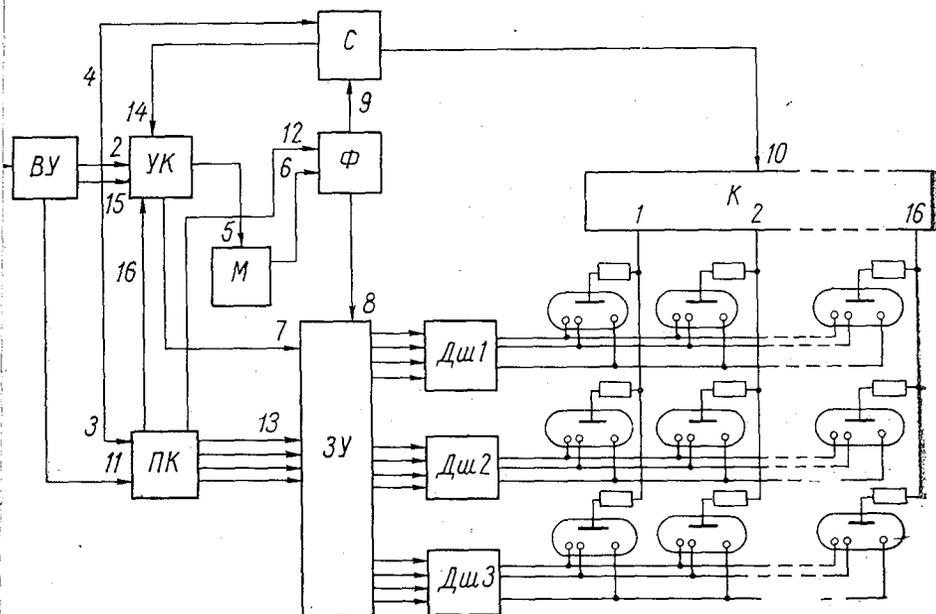


Рис. 5. Блок-схема ИУ со стробоскопической системой управления.

БПД, *ПК*, *Д*, *PЦ* обеспечивают прием сообщения из линии связи и в отсутствие передачи данных находятся в обесточенном состоянии. В процессе приема очередной цифры из *ПК* в *PЦ* поступает сигнал подключения следующей ячейки индикации к выходам дешифратора, а после приема цифры принятая пятиразрядная кодовая комбинация из *ПК* поступает в дешифратор, который преобразует телеграфный код цифры в код «1 из 10», выявляет служебные сигналы (пробел и др.), а затем код «1 из 10» — в четырехразрядный код, используемый для хранения цифры в *ЯИ*. Принципиальные схемы *ПК*, *Д*, *PЦ* достаточно подробно рассмотрены в работе [5]. Конструктивно блоки, обеспечивающие прием данных, и *БК* выполнены в виде одного узла (блока управления), который устанавливается в нижней части *ИУ*. Блок питания выполнен в виде отдельного конструктивного узла и соединяется с *ИУ* специальным кабелем.

5. Блок-схема индикаторного устройства со стробоскопической системой управления. Рассматриваемое индикаторное устройство может принимать информацию по двухпроводным линиям связи от центрального устройства автоматической метеостанции КРАМС или от блока ручного ввода данных, входящего в комплект ИУ, и позволяет высветить цифровое сообщение в объеме до 48 десятичных разрядов. Как и в ИУ с релейной памятью, для передачи данных используется телеграфный код. Если сообщение не сформировано, из линии связи поступает постоянное напряжение, а перед передачей данных полярность этого напряжения изменяется на 0,04—1 секунду. Все сигналы из линии связи воспринимаются и классифицируются входным устройством ВУ (рис. 5).

При изменении полярности входного напряжения ВУ по связям 2, 3, 4 производит подготовку (начальную установку) устройства контроля УК, преобразователя кода ПК и счетчика С. УК переходит в состояние приема сообщения и сигналом по связи 5 выключает мультивибратор М, а по связи 7 готовит запоминающее устройство ЗУ к приему данных.

После сигнала подготовки в ВУ из линии связи поступают информационные сигналы. Во входном устройстве они классифицируются по полярности, и затем телеграфные коды цифр поступают по связи 11 в преобразователь кода. По окончании приема семи двоичных разрядов, соответствующих одной десятичной цифре или одному знаку, ПК производит контроль принятой комбинации. Если принята одна из десятичных цифр или знак «тире», то ПК преобразует код цифры или знака в четырехразрядный двоичный код, удобный для хранения в запоминающем устройстве, и по связи 13 передает этот код в ЗУ. Одновременно из ПК в формирователь тактовых сигналов Ф поступает по связи 12 одиночный импульс, по которому Ф посылает один импульс в счетчик С (связь 9) и одну пару тактов сдвига в ЗУ (связь 8). В результате содержимое счетчика увеличивается на единицу, а в ЗУ записывается код принятой цифры. Таким образом, все поступившее на вход ВУ сообщение последовательно записывается в ЗУ, а в счетчике формируется число, равное общему количеству цифр и знаков в сообщении.

Конструкция ИУ предусматривает возможность параллельного подключения рулонного телеграфного аппарата. Поэтому сообщение, поступающее в ИУ, может содержать служебные знаки (пробел, перевод строки и др.), необходимые для управления аппаратом. Эти знаки преобразователем кода «пропускаются», т. е. из ПК в ЗУ и формирователь сигналы не поступают. Если принята кодовая комбинация не соответствует какой-либо цифре, знаку «тире» или служебному символу, то ПК по связи 16 подает сигнал неисправности в УК. По этому сигналу УК в дальнейшем запрещает высвечивание сообщения.

Сигнал ошибки при приеме будет поступать в УК по связи 16 также в том случае, если в поступившем на вход ПК семиразрядном коде цифры или знака в первом разряде принят нуль или

в последнем единица, что не соответствует значениям этих разрядов в телеграфном коде.

По окончании передачи сообщения из линии связи 1 подается постоянное напряжение, под воздействием которого из ВУ в УК по связи 15 поступает сигнал включения ламп. По этому сигналу устройство контроля включает мультивибратор, но при условии, что не было сигнала ошибки из ПК по связи 16, а из С по связи 14 поступает сигнал, свидетельствующий о том, что число принятых знаков соответствует ожидаемому. Мультивибратор запускает формирователь, и в ЗУ начинают поступать такты сдвига информации, а в счетчик — счетные импульсы. Счетчик по связи 10 переключает коммутатор и на аноды индикаторных ламп поочередно подается питание. Синхронно по сигналам Ф происходит сдвиг информации в регистрах запоминающего устройства. Коды цифр с выходов ЗУ поступают в дешифраторы Дш1—Дш3, каждый из которых подает питание на одну из десяти шин, т. е. к одноименным катодам группы ламп. В каждый определенный момент времени коммутатор подает анодное питание на группу из трех ламп, одновременно дешифраторы подключают второй полюс питания к катодам в соответствии с кодом, поступающим из ЗУ.

Разделение индикаторных ламп на три группы позволило обеспечить оптимальную скважность импульсов тока через каждую из 48 ламп, но потребовало соответствующей организации ЗУ, обеспечивающей последовательный ввод данных в режиме приема информации и разделение ЗУ на три независимых группы в режиме отображения. В запоминающем устройстве каждому двоичному разряду кода цифр соответствует три информационных регистра. Эти регистры при приеме данных соединены последовательно с помощью группы ключей. При отображении информации эта группа ключей закрыта, а с помощью другой группы ключей выход каждого регистра соединяется со своим же входом. В качестве регистров сдвига используются квазистатические регистры сдвига на транзисторах МДП типа К1ИР441.

При частоте мультивибратора 4 кГц длительность импульса тока в лампе составляет 250 мкс, а скважность — 16. Хорошее качество свечения и достаточная яркость обеспечиваются при токе в импульсе 16 мА, при этом средний ток в лампе составляет 1 мА (вместо 2,5 мА при питании постоянным током.)

Если данные о каком-либо параметре отсутствуют, то в метеосообщении на месте этого параметра передается знак «тире». В ЗУ из ПК поступает двоичный код числа «10», по которому при отображении данных дешифраторы не подключают питание к катодам ламп.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Згурский В. С., Лисицын Б. Л. Элементы индикации. М., «Энергия», 1974, с. 13—23.
2. Швецкий Б. И. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1970, с. 207—214.

3. Ризенман В. Б. Расширение ассортимента индикаторных приборов (обзор). — «Электроника», 1973, № 8, с. 28—41.
4. Акимов Ю. С. и др. Цифровые индикаторы с красным свечением на основе твердых растворов GaAs. — «Электронная промышленность», 1973, № 7, с. 32—37.
5. Автоматическая станция КРАМС. Л., Гидрометеиздат, 1974. с. 177—183.

ТРЕХКАНАЛЬНЫЙ ПУЛЬСАЦИОННЫЙ КОМПЛЕКС

Задача измерения вертикальных потоков тепла, влаги и количества движения является одной из важнейших в физике приземного слоя воздуха, поэтому в последние годы этому вопросу уделяется все больше внимания как у нас, так и за рубежом. При пульсационном методе измерения турбулентных потоков, являющемся до сих пор единственным наиболее общим методом измерения, необходима аппаратура, обеспечивающая получение осредненного произведения выходных сигналов малоинерционных датчиков. Известные разработки, реализующие пульсационный метод, довольно сложны, что тормозит их широкое распространение.

Описанная ниже пульсационная аппаратура, разработанная в ГГО, обеспечивает одновременное получение потоков тепла, влаги и третьего параметра, например количества движения, при условии подключения дополнительного датчика пульсаций горизонтальной составляющей скорости ветра. Аппаратура достаточно проста благодаря использованию аналогового принципа при построении блока обработки.

Аппаратура содержит следующие основные узлы:

— датчик пульсации удельной влажности (или упругости водяного пара) с чувствительным элементом — гигристором [1, 2];

— датчик пульсаций температуры воздуха, в котором в качестве чувствительного элемента применены последовательно соединенные малоинерционные терморезисторы;

— фазовый акустический датчик пульсаций вертикального переноса массы воздуха [2];

— четырехканальное множительное устройство, выполненное на основе фазометра акустического датчика, вырабатывающее текущие произведения пульсаций вертикальной скорости на пульсации температуры, влажности и внешнего параметра;

— электролитические интеграторы типа Х603 для получения осредненных произведений; отсчеты величин переносов осуществляются с интеграторов визуально.

На рис. 1 показана блок-схема трехканального пульсационного комплекса.

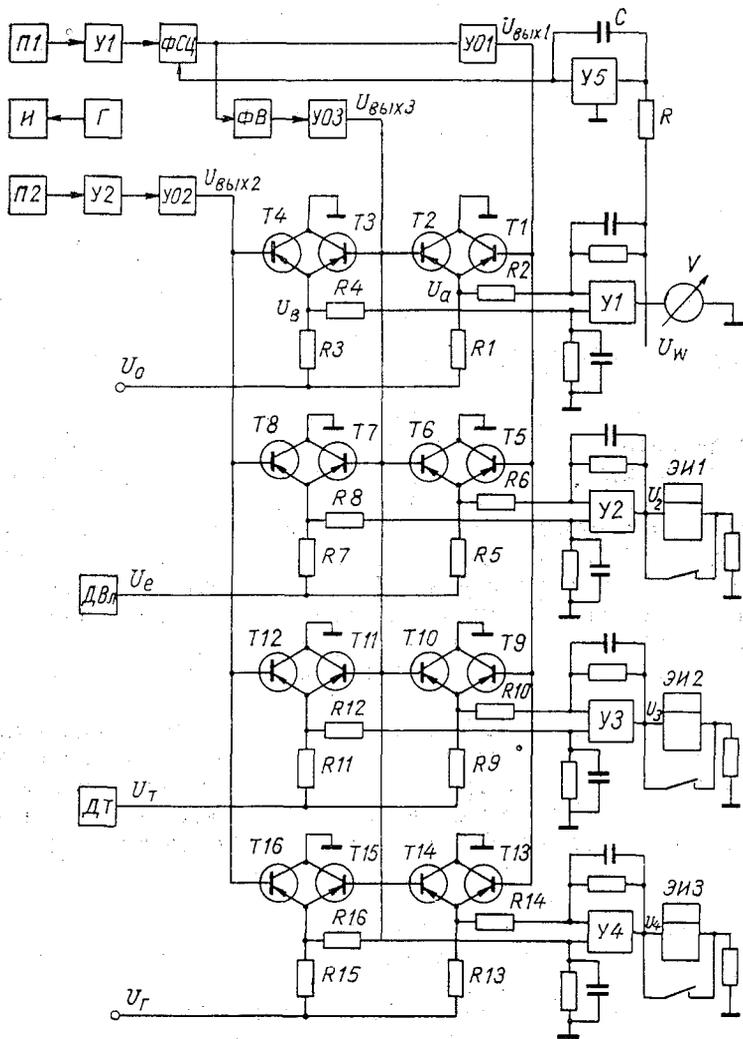


Рис. 1. Блок-схема пульсационного комплекса.

Фазовый акустический анемометр имеет двойную базу (излучатель И из пьезокерамики ЦТС-200 располагается на общей с микрофонами П1, П2 вертикали (посередине между ними); микрофоны изготовлены из пьезокерамики ЦТС-19). Разность фаз акустических колебаний у микрофонов $\Delta\varphi$, как показано в работе [3], связана с измеряемой скоростью ветра ω соотношением

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} = \frac{2fdc_v}{pc_p} \rho \omega,$$

где f — частота колебаний излучателя, d — расстояние от излучателя до микрофонов (база), c_v , c_p — удельные теплоемкости воздуха при постоянном объеме и постоянном давлении, ρ — плотность воздуха, p — атмосферное давление.

Множительное устройство комплекса вырабатывает четыре текущих произведения разности фаз электрических колебаний на выходе акустического датчика на напряжения, вырабатываемые остальными датчиками. Оно содержит четыре одинаковых узла, каждый из которых представляет собой двоянную схему совпадения.

Как показано в [2], средняя за период τ колебаний излучателя разность напряжений на выходе множительной схемы $u_a - u_b$ равна разности фаз, напряжений $u_{\text{вых.1}}$ и $u_{\text{вых.2}}$, умноженной на напряжение питания схемы совпадения. На выходах масштабных дифференциальных усилителей, выполняющих также роль фильтров, будут вырабатываться напряжения:

$$u_w = u_0 \frac{\Delta \varphi}{2\pi},$$

$$u_2 = u_e \frac{\Delta \varphi}{2\pi},$$

$$u_3 = u_r \frac{\Delta \varphi}{2\pi},$$

$$u_4 = u_r \frac{\Delta \varphi}{2\pi}.$$

Осредненные значения произведений получают при помощи электролитических интеграторов типа Х603, подключенных к выходам усилителей У2—У4 через сопротивления величиной 1 кОм.

В датчике вертикальной скорости ветра имеется следящая система, поддерживающая среднюю разность фаз $\frac{\Delta \varphi}{2\pi}$ близкой к нулю. Это достигается за счет того, что сигнал с выхода дифференциального усилителя У1 через фильтр RC и усилитель У5 попадает на управляемую фазосдвигающую цепочку ФСИ, включенную между У1 и УО1. Цепочка выполнена с применением полевого транзистора и обеспечивает изменение фазы в пределах $\pm 30^\circ$. Постоянная времени этой системы автоподстройки составляет 30 с и может при необходимости изменяться за счет изменения параметров RC цепочки. Благодаря автоподстройке фазы, а также тому, что на входы множительных схем поступают знакопеременные напряжения от датчиков со средними значениями, близкими к нулю, значение каждого потока вырабатывается при помощи только одного интегратора, хотя в общем случае, когда выходные

сигналы датчиков нецентрированные, необходимо иметь три интегратора [2].

В комплексе применены с некоторыми изменениями разработанные ранее датчики пульсации влажности и температуры [2]. Чувствительность датчика влажности может ступенчато регулироваться и приобретает три значения: 1, 2 и 3 В/мбар. Цена деления коррелятора составляет по каналу потока влаги 0,31, 0,15, 0,1 $\frac{\text{кал/см}^2 \text{ мин.}}{\text{дел.}}$ в единицах затрат тепла на испарение. Чувствительность датчика температуры также может регулироваться, основное значение 2,5 В/°С, тогда цена деления коррелятора составит 0,1 $\frac{\text{кал/см}^2 \text{ мин.}}{\text{дел.}}$. Испытания комплекса проводились в 1974 г. в пос. Колтуши Ленинградской области на теплобалансовой станции. В таблице приведены некоторые результаты измерений турбулентных потоков тепла и влаги.

Таблица

Дата и время измерения (ч и мин)	Погодные условия	Поток тепла P кал/см ² мин	Поток влаги LE^* кал/см ² мин	$P+LE^*$ кал/см ² мин	Баланс по балансомеру, кал/см ² мин
3 VII 12 00	Переменная облачность, ветер сильный	0,11	0,14	0,25	0,24
13 45	Солнца нет	0,04	0,12	0,16	—
11 VII 12 00	Кучевые облака, ветер слабый	0,07	0,075	0,145	0,18
14 00	Переменная облачность	0,047	0,079	0,154	—
23 VII 10 00	Солнца нет, ветер слабый	0,02	0,08	0,10	—
12 00	То же	0,019	0,059	0,078	0,089
26 VII 11 10	Солнца нет, ветер слабый	0,017	0,014	0,031	—
12 20	То же	0,0106	0,01	0,0206	0,054
22 VIII 10 00	Ясно, ветер слабый	0,12	0,24	0,36	—
12 30	То же	0,07	0,14	0,21	0,25
4 IX 11 30	Ясно	0,12	0,145	0,265	—

На рис. 2 и 3 показан внешний вид блока чувствительных элементов и аппаратуры обработки. Для питания аппаратуры исполь-

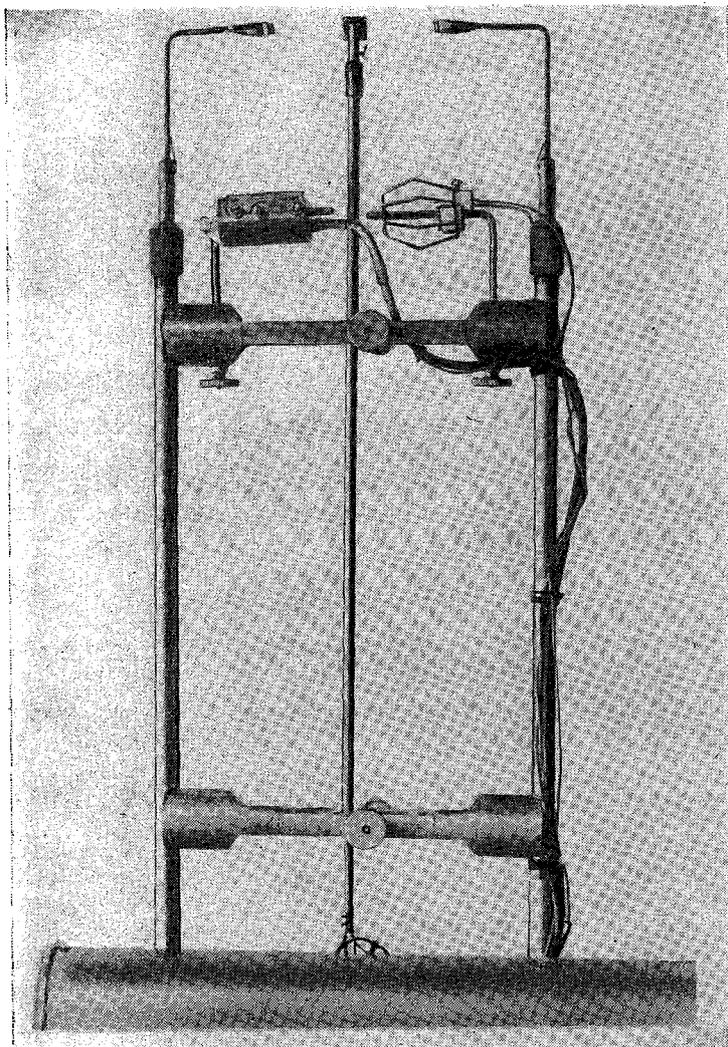


Рис. 2. Блок пульсационных датчиков.

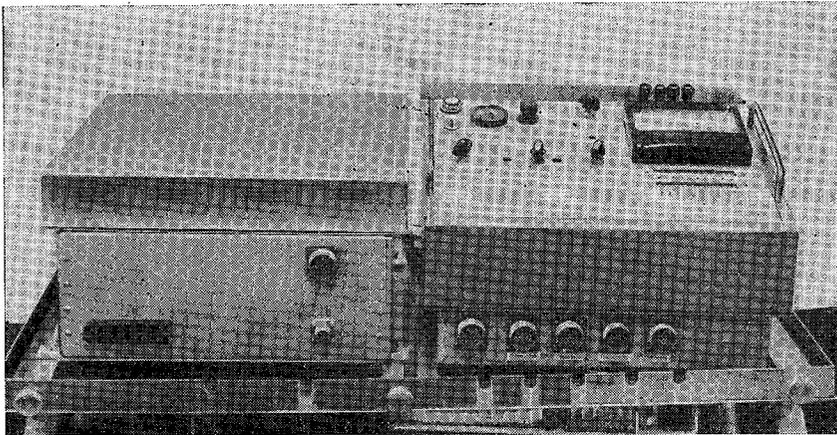


Рис. 3. Блок обработки.

зуется источник постоянного напряжения 27—30 В. Потребляемая мощность составляет около 30 Вт.

Дальнейшая работа по усовершенствованию комплекса будет направлена на повышение стабильности, уменьшение веса, габаритов и потребления энергии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Романов Е. В. Применение сорбционных датчиков влажности для измерения вертикального турбулентного потока влаги. — «Тр. ГГО», 1967, вып. 241, с. 122—125.
2. Романов Е. В. Полуавтоматический коррелятор для определения вертикального турбулентного потока влаги. — «Тр. ГГО», 1972, вып. 292, с. 159—171.
3. Романов Е. В., Румянцев О. С. Простой акустический датчик для измерения пульсаций вертикальной скорости. — «Тр. ГГО», 1971, вып. 259, с. 30—35.

И. Б. ФОГЕЛЬСОН, М. Л. КРЕЦЕР, С. М. СТЕРНЗАТ

МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Транзисторные термопреобразователи в последнее время начали успешно применяться для измерения, регулирования и регистрации температуры, в том числе и в метеорологии [1—3]. Однако, некоторый разброс их характеристик и ограниченная чувствительность в определенной степени сдерживает широкое применение транзисторных термопреобразователей для массово-поставленных измерений, как это имеет место на сети Гидрометслужбы.

Разработаны многоэлементные транзисторные термопреобразователи (МТП), состоящие из нескольких последовательно включенных в прямом направлении транзисторов. Такое включение дает возможность сочетать высокую чувствительность с идентичностью, линейностью и стабильностью. При последовательном включении база первого транзистора присоединяется к эмиттеру второго, база второго — к эмиттеру третьего и т. д. Термочувствительный сигнал снимается между эмиттером первого или одного из последующих транзисторов и базой последнего транзистора. В последовательном МТП полярности включения транзисторов могут быть различными, но лучше метрологические характеристики у МТП при включении переходов эмиттер — база в прямом направлении, а переходов коллектор — база в обратном направлении.

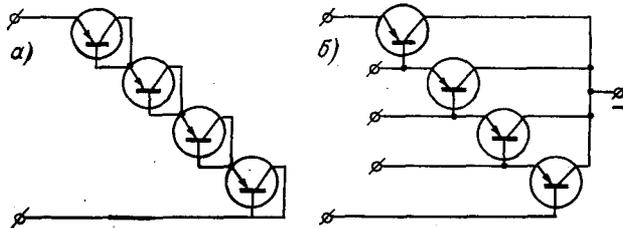


Рис. 1. Схемы включения транзисторов внутри МТП при включении их по схеме транзисторного диода (а) и со свободными коллекторами (б).

По принципу подключения эмиттерных и коллекторных электродов к измерительной схеме, а также коллекторов внутри МТП, может быть образовано много вариантов последовательного МТП. Наиболее простой является диодная схема подключения транзисторов (рис. 1 а). В этом случае переходы коллектор — база закорочены и к измерительной схеме подключается только эмиттер первого транзистора и база последнего. Чисто транзисторная схема включения (рис. 1 б) обладает лучшими метрологическими характеристиками, но все эмиттерные и коллекторные электроды должны быть соединены с измерительной схемой, что требует большого количества проводов для присоединения датчика. С целью уменьшения числа проводов и сохранения величины рабочего диапазона температур разработаны смешанные схемы включения (табл. 1), в которых к измерительной схеме подключаются не все, а только N_k первых эмиттерных и N_k последних коллекторных электродов. Остальные коллекторные переходы подсоединены к эмиттерам транзисторов внутри МТП таким образом, чтобы коллектор i -того транзистора подключался к эмиттеру $(i+N_k)$ -го транзистора.

В смешанных схемах сохраняются черты и диодной схемы (многократное прохождение тока через транзисторы) и транзисторной схемы — запирающее смещение на коллекторах за счет падения напряжения на эмиттерных переходах (N_k-1) транзисторов.

Эмиттерные электроды могут подсоединяться непосредственно к измерительной схеме (табл. 1, ряд Э1) или через резисторы (ряд Э3), которые входят в состав МТП. Резисторы подсоединяются либо к общему входному электроду, либо через индивидуальные входные электроды. Последнее предпочтительнее, так как объединение электродов может быть произведено вне МТП. Может быть смешанное соединение (ряд Э2), когда эмиттеры первых транзисторов в МТП подсоединяются непосредственно к схеме, а остальных — через резисторы. Коллекторы конечных N_k транзисторов подключаются либо к отдельному электроду (графа К1), либо к базовому электроду последнего транзистора (графа К2).

Зависимость напряжения эмиттер — база одиночного транзистора от температуры имеет вид [1]:

$$U_0 = U_x - \frac{\Delta E(0) - qU_x}{qT_x} (T - T_x) + \varphi_T \left[\ln \frac{I_0}{T_x} - (4 + b) \ln \frac{T}{T_x} \right], \quad (1)$$

где U_x — характеристическое напряжение на транзисторе, измеренное при определенном (характеристическом) токе I_x и температуре T_x , $\Delta E(0)$ — линейная аппроксимация ширины запрещенной зоны к 0К, φ_T — температурный потенциал, q — заряд электрона, U_0 , I_0 , T — напряжение на эмиттере, ток и температура транзистора.

Схемы включения транзисторов в многоэлементных последовательных термопреобразователях

Вид схемы	Обозначение ряда	Коллекторы последних транзисторов подсоединены	
		к запирающему электроду	к базовому электроду
		К1	К2
Эмиттеры подключены непосредственно к схеме	Э1		
Эмиттеры первых транзисторов подключены непосредственно к схеме, остальные — через резисторы	Э2		
Все эмиттеры подключены к схеме через резисторы	Э3		

Характеристическое напряжение определяется следующей зависимостью:

$$U_x = U_T + \varphi_T \ln \frac{I_x}{I_T}, \quad (2)$$

где U_T — градуировочное напряжение, численно равное сопротивлению эмиттерного перехода на постоянном токе при $I_0 = I_T = 1$ мА, $t = 0^\circ\text{C}$, $U_k = -1$ В.

Напряжение на многоэлементном МТП

$$U_{\Sigma} = N_T U_0 + N_T F(t, U_x, I_{cx}) \quad (3)$$

зависит от числа транзисторов (N_T) в МТП и величины поправки F , которая определяется температурой t , характеристическим напряжением U_x и типом схемы включения I_{cx} коллекторных и эмит-

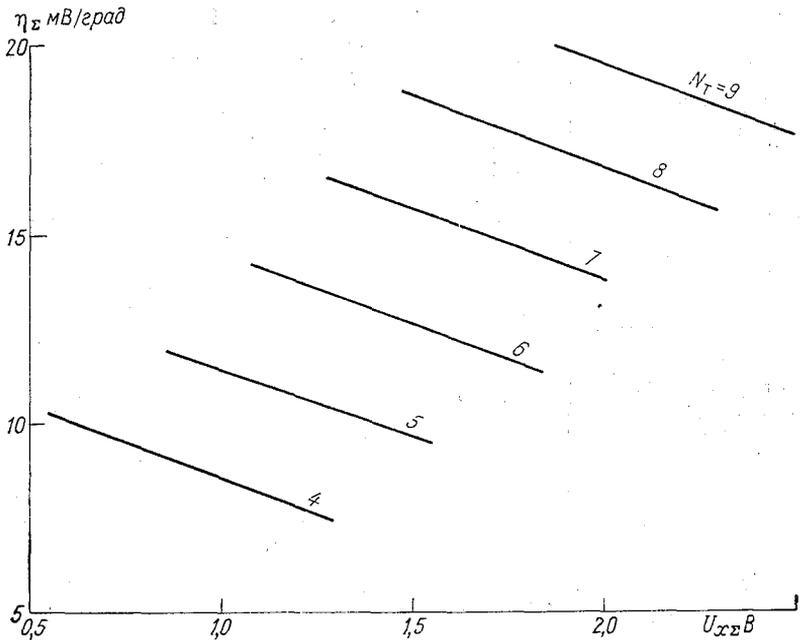


Рис. 2. Зависимость суммарной чувствительности от суммарного характеристического напряжения U_{Σ} для МТП, образованных из разных количеств транзисторов.

терных переходов и показывает степень отклонения характеристик данного МТП от характеристик МТП со свободными коллекторами.

Суммарная чувствительность МТП по напряжению к температуре

$$\eta_{\Sigma} = N_T \eta + N_T \frac{\partial F}{\partial t}, \quad (4)$$

где

$$\eta = -\frac{\Delta E(0) - qU_x}{qT_x} + \frac{\varphi_T}{T} \left[\ln \frac{I}{I_x} - (4+b) \left(1 + \ln \frac{T}{T_x} \right) \right] + \frac{\varphi_T}{I_0} \frac{\partial I_0}{\partial T}, \quad (5)$$

кратна чувствительности единичного транзистора η и пропорциональна количеству транзисторов. Ее зависимость от суммарного

характеристического напряжения $U_{хв}$ для разных количеств транзисторов приведена на рис. 2. Для МТП, образованных из четырех транзисторов типа ГТ-109, чувствительность изменяется в пределах от 8 до 10,5 мВ/°С, для пятиэлементного МТП — от 10 до 12,5 мВ/°С, для шестиэлементного — от 12 до 15 мВ/°С, семиэлементного — от 15 до 17,5 мВ/°С, восьмиэлементного — от 17 до 20 мВ/°С и т. д. Таким образом, может быть получен непрерывный спектр величин чувствительности от двух до сотен мВ/°С.

Большим преимуществом МТП является возможность получения выходной чувствительности ($\eta_{ст}$), соответствующей численному ряду, рекомендуемому ГОСТами для измерительных приборов и систем автоматики [6, 7], например значениям 5, 10, 15, 20 мВ/°С и т. д. В этом случае выходная чувствительность МТП будет согласована с входом измерительных приборов без каких-либо промежуточных устройств. Количество транзисторов, образующих МТП, равно

$$N_{т} = \frac{\eta_{ст}}{\eta} \left(1 - \frac{\varphi_{т} \eta_{ст}}{I_{с} R_{н} \eta} \right)^{-1}. \quad (6)$$

Наиболее целесообразно нормировать чувствительность на уровнях 10 и 100 мВ/°С. Для получения чувствительности 10 мВ/°С в зависимости от сопротивления нагрузки измерительной схемы необходимо от 4 до 9 транзисторов. МТП с таким количеством транзисторов может быть построен как путем электрического соединения одиночных транзисторов, так и путем создания гибридной или интегральной микросхемы. Для получения чувствительности в 100 мВ/°С предпочтительна гибридная или интегральная схема, состоящая из 40—100 транзисторов. Однако следует иметь в виду, что с ростом числа транзисторов возрастают габариты и стоимость термопреобразователя, а также растет напряжение питания измерительной схемы и рассеиваемая на МТП мощность.

Составление МТП из предварительно градуированных транзисторов позволяет на два порядка уменьшить разброс градуировочных напряжений МТП. Подбор транзисторов производится таким образом, чтобы отклонения от номинальных значений параметров одних транзисторов были бы компенсированы другими транзисторами. Например, при использовании транзисторов с отклонением градуировочного напряжения от номинала ± 1 мВ ($\pm 0,5^\circ\text{C}$) достаточно просто получить необходимую величину суммарного напряжения с точностью, эквивалентной $\pm 0,05^\circ\text{C}$. Идентичность характеристик МТП может быть получена не только подбором транзисторов с определенным суммарным градуировочным напряжением, но и вариацией токов, протекающих через эмиттерные переходы транзисторов.

В МТП возможно перейти от непрерывного к дискретному спектру номинальных величин градуировочных напряжений с большим шагом, чем для одиночных транзисторов. В табл. 2 даны значения градуировочных напряжений для различных количеств

Номинальные значения градуировочных напря

4-элементный ТП				5-элементный ТП				6-элементный ТП		
$U_{ГЭ}$ В	$\bar{U}_Г$ мВ	η_Σ мВ/°С	I_Σ^* (при $\eta_\Sigma=10$) мА	$U_{ГЭ}$ В	$\bar{U}_Г$ мВ	η_Σ мВ/°С	I_Σ^* (при $\eta_\Sigma=10$) мА	$U_{ГЭ}$ В	$\bar{U}_Г$ мВ	η_Σ мВ/°С
0,82	205	9,0	0,055	1,0	200	11,4	60,3	1,1	183	14,1
0,91	228	8,7	0,023	1,1	220	11,0	18,2	1,2	200	13,7
1,00	250	8,4	0,010	1,2	240	10,7	7,62	1,3	217	13,3
1,10	275	8,0	0,003	1,3	260	10,3	2,39	1,5	250	12,6
1,20	300	7,68	0,001	1,5	300	9,6	0,314	1,8	300	11,6

* Данные приближенные.

сплавных германиевых транзисторов в МТП, соответствующие ряду Е-12.

Диапазон рабочих температур МТП зависит от диапазона работы входящих в МТП транзисторов. Нижняя граница температурного диапазона ($U_{\Sigma} \gg \varphi_T N_T$) не зависит от схемы включения транзисторов в МТП и характеризуется суммарными параметрами транзисторов. Верхняя граница рабочего диапазона МТП ($U_{\Sigma} \sim \varphi_T N_T$) определяется уменьшением величины чувствительности с ростом температуры, а также отклонением от линейности ее температурной зависимости. Она в значительной степени определяется схемой включения коллекторных переходов в МТП. При диодном включении (рис. 1 а) диапазон работы МТП уменьшается на 20—40°С по сравнению с диапазоном работы МТП, включенного по чисто транзисторной схеме (рис. 1 б). В смешанных схемах диапазон работы МТП определяется поправкой F .

Поправка F для одиночного транзистора равна

$$F = -\varphi_T \ln \left[1 - \exp \left(\frac{U_K - U_\Sigma}{\varphi_T} \right) \right], \quad (7)$$

где U_Σ — определяется выражением (1). Для многоэлементного МТП

$$F = \frac{\varphi_T}{N_T} \left\{ n_i \ln \left[1 - \exp \left(-\frac{N_K U_\Sigma}{\varphi_T} \right) \right] + \ln \left[1 - \exp \left(-\frac{(N_K - 1) U_\Sigma}{\varphi_T} \right) \right] + \dots + \ln \left[1 - \exp \left(-\frac{U_\Sigma}{\varphi_T} \right) \right] \right\}. \quad (8)$$

Если на все, кроме n_i , транзисторы МТП подается большое запирающее напряжение от внешнего источника, то в (8) остается только первый член. Если коллекторы последних N_K транзисторов соединены с общей базой (столбец К2) поправка F складывается из всех членов (8).

кений для германиевых многоэлементных ТП

7-элементный			8-элементный			9-элементный		
$U_{г\Sigma}$ В	$\bar{U}_г$ мВ	η_{Σ} мВ/°С	$U_{г\Sigma}$ В	$\bar{U}_г$ мВ	η_{Σ} мВ/°С	$U_{г\Sigma}$ В	$\bar{U}_г$ мВ	η_{Σ} мВ/°С
1,3	186	16,4	1,6	200	18,3	1,8	200	20,6
1,5	214	15,6	1,8	225	17,5	2,0	222	19,8
1,6	228	15,3	2,0	250	16,8	2,2	245	19,1
1,8	257	14,5	2,2	275	16,0	2,4	267	18,3
2,0	286	13,8	2,4	300	15,3	2,7	300	17,2

При подстановке (8) в (1) образуется трансцендентное уравнение неразрешимое относительно U_{ϕ} . Для того чтобы приблизительно характеризовать свойства МТП при высоких температурах, можно ввести коэффициент l_{cx} , величина которого равна отношению поправки данного МТП (F) к поправке МТП ($F_{тд}$), образованного из такого же количества транзисторов и включенных по схеме транзисторных диодов. Этот коэффициент измеряется при температуре, равной t_{ϕ} [1], т. е. при напряжении между эмиттером первого и базой последнего транзистора, равном $N_{тфт}$. В наиболее простом варианте, когда часть транзисторов включается по схеме транзисторного диода, а остальные по схеме транзистора, схемный коэффициент равен отношению количества транзисторов, включенных по схеме транзисторного диода, к общему числу транзисторов, образующих МТП. С определенной степенью точности МТП, имеющие одинаковые l_{cx} , будут иметь и одинаковые величины F и $\frac{\partial F}{\partial t}$ вне зависимости от количества элементов, образующих МТП. Для МТП, на коллекторы всех транзисторов которых подано запирающее напряжение, $l_{cx}=0$, а для МТП, образованных из транзисторных диодов, $l_{cx}=1$. В общем случае

$$l_{cx} = \frac{1}{N_T} (n_{i1} + a_2 n_{i2} + a_3 n_{i3}) = \frac{F}{F_{тд}}, \quad (9)$$

где n_{i1} — количество транзисторов с закороченным переходом коллектор — база; n_{i2} , n_{i3} — количество транзисторов, между базой и коллектором которых находится один переход эмиттер — база ($N_k=2$) и два перехода эмиттер — база ($N_k=3$) соответственно; a_2 , a_3 — постоянные коэффициенты, приближенно равные 0,4 и 0,14.

На рис. 3 приведены поправки на каждый транзистор МТП с закороченным переходом коллектор — база, с $N_k=2$ и $N_k=3$. Из

рис. 3 видно, что включение между коллекторами и базами транзисторов одного эмиттерного перехода увеличивает диапазон на 15°C , двух переходов — на 20°C .

В МТП токи через транзисторы, строго говоря, не одинаковы. Разница между ними возникает из-за неодинаковости токов, по-

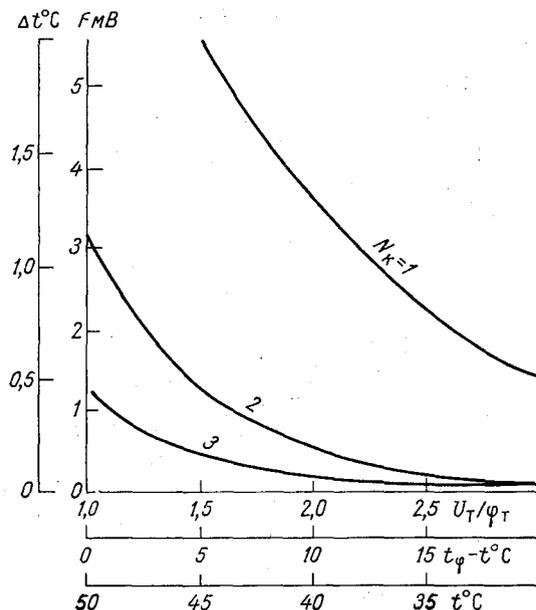


Рис. 3. Значения поправки F при $t_x = 50^{\circ}\text{C}$ к градуировочным таблицам транзисторных термопреобразователей [1] при соединении коллектора с базами первого ($N_k=1$), второго ($N_k=2$) и третьего ($N_k=3$) транзисторов соответственно.

ступающих из измерительной цепи на первые транзисторы, а также из-за включения в ток эмиттера базовых токов предыдущих транзисторов.

Рассмотрим влияние нестабильности и неточности подбора резисторов, входящих в МТП. Суммарный ток через N_k первых транзисторов предполагается постоянным, что обеспечивается внешней электрической схемой. Тогда в случае неточности подбора или нестабильности какого-либо резистора увеличение тока эмиттера через один резистор приведет к уменьшению тока через другой и погрешность в определении температуры этим МТП будет равна

$$\Delta t_R = \frac{\lambda \varphi_T}{N_T \eta} \left(\frac{\Delta R}{R} \right)^2, \quad (10)$$

де λ — параметр наклона [1], $\Delta R/R$ — неточность подбора или нестабильность резистора.

Так, при $\Delta R/R=1\%$, $N_T=5$, $\eta=2,5$ мВ/°С, $\varphi_T=25$ мВ погрешность Δt_R будет равна $2 \cdot 10^{-4}$ °С.

Ток эмиттера каждого i -того транзистора, кроме N_k первых, образуется за счет тока коллектора ($i-N_k$)-го транзистора. Суммарное напряжение на МТП будет отличаться от идеального слухая из-за перераспределения тока на

$$\Delta U_I = \frac{\lambda \varphi_T}{\beta_i} \left[1 + \sum_{k=1}^l \beta_y / \beta_{y+2k} \right], \quad (11)$$

где β_y и β_{y+2k} — коэффициенты усиления транзисторов y и $y+2k$ соответственно, k, l — целые числа.

Значение y равно единице при N_T четной и двум при N_T нечетной. Величина l определяется из выражения

$$l = \frac{N_T - y + 1}{2}. \quad (12)$$

При нормировании датчиков при определенной температуре схемным или каким-либо другим способом, при котором учитываются отклонения, определяющиеся (11), разброс характеристик (неидентичность) из-за изменения β с температурой будет равен (в %):

$$\varepsilon_\beta = \frac{\lambda \varphi_T}{n \eta \beta_{y0}} \gamma_{\beta, y} t 100 \sum_{k=1}^l (\gamma_{\beta, y} - \gamma_{\beta, y+2k}), \quad (13)$$

где β_{y0} — коэффициент усиления i -того транзистора при температуре нормирования, $\gamma_{\beta, y}$, $\gamma_{\beta, y+2k}$ — коэффициенты в зависимости $\beta = \beta_0(1 + \gamma_\beta t)$ транзисторов y и $y+2k$.

В случаях транзисторного диода перераспределения токов не происходит и токи через все транзисторы будут равны. При $I_{cx}=1$ поправки и неидентичность будут уменьшаться при увеличении β . Неидентичность ε_β растет пропорционально температуре и величине разброса коэффициентов γ_β транзисторов. Следовательно, для получения лучшей идентичности нужно выбирать транзисторы с высоким β и одинаковой зависимостью β от температуры для всех транзисторов. Например, при $t=100^\circ\text{C}$, $\beta_{y0}=100$, $N_T=5$, $y=2$, $I_{cx}=1$, $y+2k=4$, $\gamma_{\beta 2}=0,01$ (°С) $^{-1}$, $\gamma_{\beta 4}=0,02$ (°С) $^{-1}$ и других параметрах, аналогичных примеру к формуле (10), $\varepsilon_\beta = 0,02\%$.

Таким образом, неидентичность изменений коэффициентов усиления с температурой из-за β не вызывает ухудшения идентичности характеристик МТП, равной 0,3%.

Во многих случаях лучшими метрологическими характеристиками обладают МТП, у которых и эмиттеры и коллекторы одного или нескольких первых транзисторов соединяются с внешними электродами. Для сокращения назовем эти транзисторы А-транзисторами в отличие от остальной части транзисторов МТП, которую будем называть опорной.

Применение A -транзисторов в МТП позволяет получить больший выходной ток при более высокой чувствительности, лучшую идентичность характеристик, более низкое характеристическое напряжение и меньшую рассеиваемую мощность, чем при пропускании большого тока через все транзисторы МТП.

Возможные схемы соединения транзисторов в МТП с A -транзисторами приведены в табл. 3. По эмиттерным цепям эти схемы не отличаются от МТП без A -транзисторов и имеют три группы: с эмиттерами, подключаемыми непосредственно к измерительной схеме (ряд Э1); с эмиттерами, подключаемыми через резисторы (Э3), и со смешанным включением, когда первые транзисторы соединяются непосредственно, а последующие через резисторы к измерительной схеме. Коллекторы A -транзисторов подключаются не к эмиттерам последующих транзисторов, а аналогично последним N_n транзисторам к внешним электродам: к общему базовому электроду (столбец К3), к общему коллекторному электроду (К4) или к отдельному электроду (К5). Опорные транзисторы подключаются по любой из схем, приведенных в табл. 1.

Наиболее широкое применение МТП с A -транзисторами найдут в мостовых схемах с низким входным сопротивлением измерительного блока, потребляющего относительно большой ток. Через опорные транзисторы в таких МТП пропускают оптимальный или минимально допустимый ток. Величины токов через A -транзисторы растут от последнего к первому. Соотношения между токами и, следовательно, количество A -транзисторов определяются коэффициентами их усиления таким образом, чтобы ток базы предыдущего транзистора был на порядок меньше тока эмиттера последующего. При коэффициентах усиления от 50 до 100 соотношение между токами должно быть от 5 до 10. Например, если ток, снимаемый с МТП в мостовую схему, должен быть 1 мА, то ток через первый A -транзистор должен быть не меньше 3 мА, через второй может быть снижен до 0,5 мА, а ток опорных транзисторов может быть выбран равным, например, 0,1 мА. Это значение лежит в середине диапазона оптимальных токов (0,05—0,3 мА).

При применении A -транзисторов большая чувствительность получается благодаря тому, что через опорные транзисторы пропускается меньший ток, чем через A -транзисторы. Так как чувствительность растет с уменьшением тока, то снижение тока через опорную группу транзисторов при использовании A -транзисторов приводит к увеличению суммарной чувствительности МТП на

$$\Delta \eta_{\Sigma} = N_{\text{оп}} \frac{\varphi_T}{T} \ln \frac{I_A}{I_{\text{оп}}}, \quad (14)$$

где $N_{\text{оп}}$ — количество опорных транзисторов, I_A , $I_{\text{оп}}$ — токи A -транзисторов и опорных транзисторов соответственно.

Лучшая идентичность МТП с A -транзисторами получается благодаря тому, что через опорные транзисторы можно пропускать оптимальную величину тока с точки зрения идентичности их характеристик. При этом в качестве A -транзисторов можно использо-

Вид схемы	Коллекторы А-транзисторов подсоединены		
	к коллекторному электроду	к отдельному электроду	к базовому электроду
Обозначение ряда	К3	К4	К5
Э1 Эмиттеры подключены непосредственно к схеме			
Э2 Эмиттеры первых транзисторов подключены непосредственно к схеме, остальные — через резисторы			
Э3 Все эмиттеры подключены к схеме через резисторы			

вать иные типы транзисторов, чем в опорной группе. Например, в качестве А-транзисторов можно применить диффузионные, а в качестве опорных — сплавные типы транзисторов. Первые обладают лучшей идентичностью при больших токах, вторые — при меньших.

В некоторых случаях необходимы МТП с низким удельным характеристическим напряжением. Однако уменьшить его до необходимой величины при определенном токе в одиночном транзисторе не представляется возможным. Используя МТП с А-транзисторами, это удастся сделать путем уменьшения тока через опорные транзисторы. Напряжение на МТП с А-транзисторами равно

$$U_{\varphi \Sigma} = N_T U_{\varphi} - \varphi_T N_A d \left(N_T - \frac{N_A + 1}{2} \right), \quad (15)$$

где $N_T U_{\varphi}$ — напряжение на МТП при пропускании через все транзисторы тока, равного току первого А-транзистора, N_A — количество А-транзисторов.

Выражение (15) получено при предположении постоянства отношений токов у последовательно стоящих А-транзисторов, т. е. при

$$d = \ln \frac{I_{\varphi 1}}{I_{\varphi 2}} = \ln \frac{I_{\varphi 2}}{I_{\varphi 3}} = \dots = \ln \frac{I_{\varphi k}}{I_{\varphi n}}, \quad (16)$$

где $I_{\varphi k}$ — ток k -того А-транзистора.

Величина N_A всегда меньше или равна N_T , а значение d изменяется от 1 до 3, что соответствует отношению токов от 2,7 до 20.

Снижение величины характеристического напряжения приводит к снижению температуры оптимального равновесия моста ($t_{\varphi \Sigma}$) на

$$t_{\varphi \Sigma} = - \frac{\varphi_T}{\eta} d N_A \left(1 - \frac{N_A + 1}{2 N_{\text{оп}}} \right). \quad (17)$$

При большом количестве транзисторов опорной группы $N_{\text{оп}} \gg \frac{N_A + 1}{2}$, $\frac{\varphi_T}{\eta} \approx 10^\circ\text{C}$, $d = 2,3$ (отношение токов $I_{\varphi 1}/I_{\varphi 2} = 10$)

$$\Delta t_{\varphi \Sigma} \leq - 23 N_A. \quad (18)$$

При заданной величине $\Delta t_{\varphi \Sigma}$ можно определить суммарное количество транзисторов

$$N_T = \frac{N_A + 1}{2 \left(1 - \frac{\varphi_{\Sigma} \eta \Delta t}{N_A \varphi_T d} \right)} \approx \frac{N_A + 1}{2 - \frac{\varphi_{\Sigma} \Delta t}{5 N_A d}}. \quad (19)$$

При $N_A = 3$ возможно получить величину $\Delta t_{\varphi \Sigma} = 60^\circ\text{C}$, т. е. можно достичь для германиевых транзисторов $t_{\varphi \Sigma} = 0^\circ\text{C}$, но тогда коли-

чество термочувствительных элементов будет 20. При $N_A=3$, $d=2,3$ для транзисторов с температурой оптимального равновесия моста $t_\varphi = 40^\circ\text{C}$ ($U_x=130$ мВ) суммарное число транзисторов уменьшится до 5. Применение более трех А-транзисторов нецелесообразно, так как растет число соединительных линий, а уменьшение тока опорных транзисторов может вызвать ухудшение идентичности и ограничение диапазона рабочих температур.

Рассеиваемая мощность у МТП с А-транзисторами будет меньше, чем у каких-либо других термопреобразователей, так как большой ток проходит только через первый А-транзистор и сразу выводится из термопреобразователя. Мощность

$$W = I_{\text{оп}}(U_{\text{оп}} - U_{\text{к. оп}}) + I_{\text{э1}}(U_{\text{э1}} - U_{\text{к1}}) + \dots + I_{\text{э}k}(U_{\text{э}k} - U_{\text{к}k}), \quad (20)$$

где $U_{\text{оп}}$, $U_{\text{э1}}$, $U_{\text{э}k}$ — суммарное напряжение на эмиттерах опорных транзисторов, на первом и последнем А-транзисторах соответственно; $U_{\text{к.оп}}$ — напряжение на коллекторе опорных транзисторов относительно общей базы; $U_{\text{к1}}$, ..., $U_{\text{к}k}$ — напряжения на коллекторах А-транзисторов относительно их базы. Так как $I_{\text{э1}} \gg I_{\text{э2}} \gg \dots \gg I_{\text{э}k} \gg I_{\text{оп}}$, то рассеиваемая мощность определится вторым слагаемым (20). Ток и напряжение на эмиттере нельзя варьировать, напряжение же на коллекторе ($U_{\text{к1}}$) выбирается так, что $U_{\text{к1}} > \Phi_{\text{T}}$ при максимальной рабочей температуре МТП. При этом абсолютное коллекторное напряжение на А-транзисторе относительно общей базы может быть как отрицательным, так и положительным.

Обозначения МТП в электрических схемах аналогичны обозначениям интегральных и гибридных схем (ГОСТ 2.743-72). В основном квадрате ставится знак « t », схемное обозначение элемента транзистора, из которого образован МТП, и его обозначение в документации (при необходимости). В левом дополнительном квадрате приведены входные эмиттерные, резисторные и коллекторные (инверсное включение) электроды. Обобщенный вход резисторов обозначается по номеру первого транзистора, к которому подсоединены резисторы этой группы. Коллекторный электрод $N_{\text{к}}$ последних транзисторов и базовый электрод последнего транзистора не имеют номеров. В правом дополнительном квадрате приведены выходные электроды.

Конструктивное исполнение МТП зависит от конкретных условий его работы. Наиболее универсальным будет термопреобразователь, изготовленный в виде цилиндра с минимально возможным диаметром и длиной.

Пример выполнения МТП из одиночных транзисторов, имеющих конструкцию ГТ-109, ГТ-310 и т. д., приведен на рис. 4. В медном корпусе 3 диаметром 6 мм, длиной 40 мм может быть установлено до семи транзисторов. Внутри корпуса транзисторы 1 крепятся с помощью медной шайбы 2, проточенной с одной стороны для прохождения проводов. Шайба разделена на три части двумя поперечными разрезами. Двумя крайними частями она удерживает стоящие рядом транзисторы. Промежуточная часть обеспечивает

надежный механический и тепловой контакт с корпусом термообразователя. Пайка проводов к транзисторам обеспечивается в этой промежуточной части шайбы. Расстояние между транзисторами (величина промежуточной части) порядка 3 мм, что достаточно для подсоединения проводов к транзистору. Входные и выходные провода проходят по каналу образующегося проточками в шайбах. Весь термопреобразователь герметизируется с помощью, например, эпоксидной смолы 4.

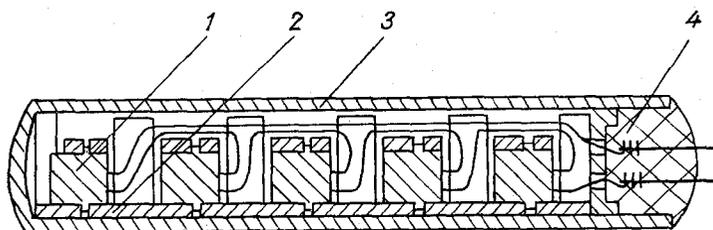


Рис. 4. Цилиндрическая конструкция МТП.

Резисторы, входящие в состав МТП, могут быть расположены внутри МТП или в клеммной коробке (разъеме), которым МТП подключается к соединительной линии. При измерении температуры поверхностей удобна плоская конструкция МТП, при этом транзисторы монтируются в плоскую шайбу. Возможна также комбинированная конструкция МТП, когда он состоит шайб, набранных в столбик. В таком комбинированном МТП при разумных габаритах (например, диаметр 12 мм, длина 50 мм) можно объединить до 50 транзисторов.

При использовании в многоэлементных МТП бескорпусных транзисторов размеры МТП могут быть существенно уменьшены. Однако в этом случае возрастают требования к качеству герметизации самого корпуса МТП. Еще большего уменьшения габаритов можно достигнуть в многоэлементных МТП на основе интегральных микросхем. Недостатком существующих микросхем являются плоская конструкция их корпусов, удобная лишь для поверхностных датчиков. Кроме того, в интегральных схемах обычно используются диффузионные кремниевые транзисторы, которые имеют высокие характеристические напряжения и требуют для работы источников напряжения с более высокой стабильностью.

В заключение следует отметить, что многоэлементные транзисторные термопреобразователи — следующий шаг термометрии на транзисторах. Сохраняя все положительные черты последних (стабильность, виброустойчивость и т. д.) они обладают во много раз большей чувствительностью, их параметры могут быть унифицированы в значительно большей степени, чем параметры транзисторов. Впервые в термометрии появилась возможность дости-

жения соответствия как номинальных значений, так и чувствительности определенным цифровым значениям, устанавливаемым ГОСТами для измерительной техники. Это позволяет использовать унифицированные измерительные приборы без их переградуировки. Также впервые возможен массовый выпуск термопреобразователей с очень точно подобранными начальными параметрами (характеристическими напряжениями) и величиной чувствительности. Например, не представляется сложным наладить массовый выпуск термопреобразователей, имеющих разброс начальных параметров не более $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$, чувствительность $10 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$, идентичность порядка $0,2\%$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фогельсон И. Б. Транзисторные термодатчики. М., «Советское радио», 1972. 128 с.
2. Удалов Н. П. Полупроводниковые датчики. М., «Энергия», 1965. 237 с.
3. Кривонос А. И. Термодиоды и термотриоды. М., «Энергия», 1970. 184 с.
4. Electronic World, 1971, № 3 (пер. «Радио» № 1, 1973, с. 62).
5. Вольтметры электронные. ГОСТ-9781-67.
6. Циферблаты и шкалы. ГОСТ-5365-70.

АВТОМАТИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАТОРЫ НА БАЗЕ ВОДОРОДНЫХ ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Для решения ряда задач нужны данные об интегральных значениях метеорологических параметров за различные интервалы времени. В настоящее время такие значения получают путем ручной или машинной обработки дискретных данных или графических записей.

В ряде устройств интегрирование значений метеорологических параметров, представленных в форме тока или напряжения, производится с помощью электромеханических и электронных систем. В последнее время для этой цели успешно стали применяться электролитические интеграторы типа Х603.

В ряде случаев к интегрирующим устройствам предъявляются специализированные требования, такие как обеспечение возможности интегрирования с высокой точностью за большие и малые (фиксированные и произвольные) интервалы времени, возможности вывода информации с интегратора на носитель или в автоматические устройства, в том числе управляющие, и некоторые другие требования.

В связи с этим была проведена работа по построению автоматических интеграторов на базе водородных электролитических элементов (ВЭЭ), которые удовлетворяли бы указанным требованиям.

Разработано два типа автоматических интеграторов (АИ1 и АИ2) на базе двух различных ВЭЭ.

ВЭЭ уже нашли применение в интегрирующих приборах с визуальным отсчетом. Примером такого прибора является интегратор типа Х603 [1], используемый для метеорологических измерений. ВЭЭ способны интегрировать сигналы вплоть до низких уровней: по току до 10^{-8} А, по напряжению до 10^{-5} В. Это свойство и ряд других (способность к запоминанию и простота конструкции) делают перспективным использование ВЭЭ в качестве чувствительных элементов автоматических интеграторов.

Работа ВЭЭ основана на законах Фарадея, согласно которым количество водорода, электрохимически перенесенного из приа-

одной области в прикатодную, пропорционально прошедшему количеству электричества. Перенос водорода сопровождается изменением его давления в приэлектродных камерах ВЭЭ. Это явление в той или иной форме используется для получения информации о прошедшем количестве электричества.

Метрологические свойства ВЭЭ определяются его вольт-амперной характеристикой — поляризационной кривой (рис. 1). Эта кривая показывает, что линейная зависимость между входным напряжением и током, проходящим через ВЭЭ, существует до некоторого предельного значения напряжения (около 40 мВ). При больших значениях входного напряжения линейная зависимость между входным напряжением и проходящим через ВЭЭ током нарушается, а следовательно, нарушается линейность зависимости между этим напряжением и перенесенным количеством водорода. В то же время при интегрировании тока линейная зависимость между силой тока и количеством водорода, перенесенным в ВЭЭ за единицу времени всегда сохраняется в соответствии с законами Фарадея. Следовательно, в режиме интегрирования тока ВЭЭ может быть использован при работе и на нелинейном участке поляризационной кривой.

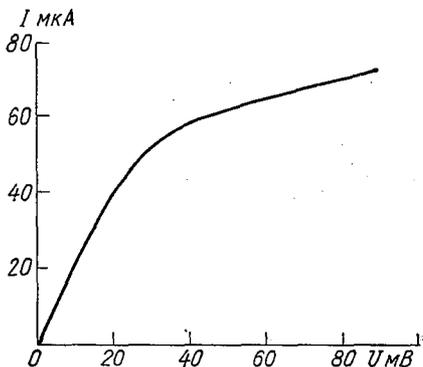


Рис. 1. Вольт-амперная характеристика ВЭЭ.

Благодаря этому максимальные значения тока, проходящего через ВЭЭ, и падение напряжения на ВЭЭ в режиме интегрирования тока могут быть больше, чем при интегрировании напряжения. Практически величина допустимого падения напряжения на ВЭЭ в режиме интегрирования тока может в 10 раз превышать падение напряжения на ВЭЭ в режиме интегрирования напряжения [2].

Температурная зависимость сопротивления ВЭЭ показана на рис. 2, из которого видно, что ВЭЭ имеют отрицательный температурный коэффициент [1].

С целью обеспечения точностных характеристик ВЭЭ в широком интервале температур необходимо осуществлять их термостатирование, либо температурную коррекцию измерительных цепей ВЭЭ. Последняя обычно осуществляется путем последовательного включения с ВЭЭ медного резистора.

Известны ВЭЭ различных конструкций [2]. Однако с точки зрения возможности съема информации об интегральном значении параметра ВЭЭ можно разделить на две основные группы. Первая — обеспечивает возможность съема только дискретного значения параметра; вторая — обеспечивает возможность съема

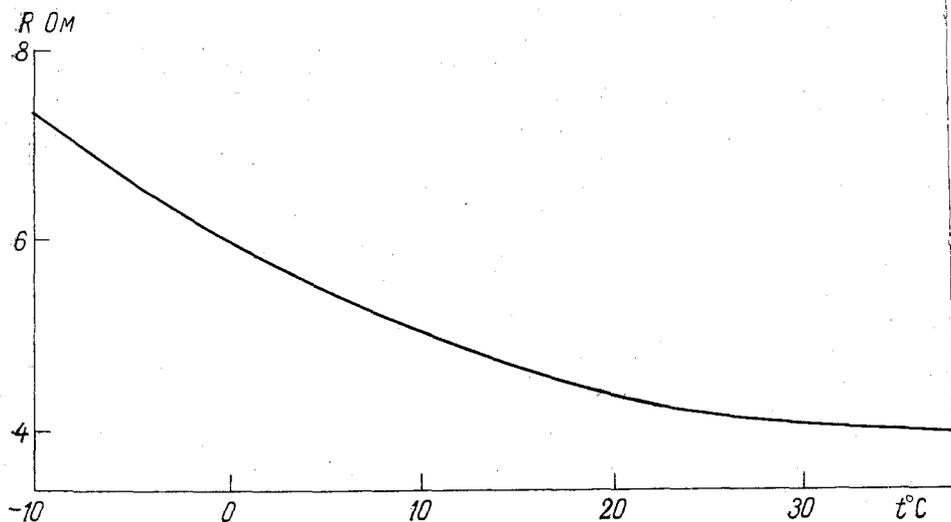


Рис. 2. Зависимость сопротивления ВЭЭ от температуры окружающей среды.

интегрального значения параметра за произвольный интервал времени.

Ниже приводится описание двух типичных для этих групп ВЭЭ [1, 2].

ВЭЭ, обеспечивающий возможность съема дискретного значения параметра, показан на рис. 3. Он представляет собой герметичный стеклянный сосуд, разделенный пористым стеклянным диском 5 на две камеры 4 и 6; к обеим сторонам диска прикреплены платинированные сетчатые электроды 1 и 2, выполненные в виде колец. Приваренные к этим электродам отрезки платино-

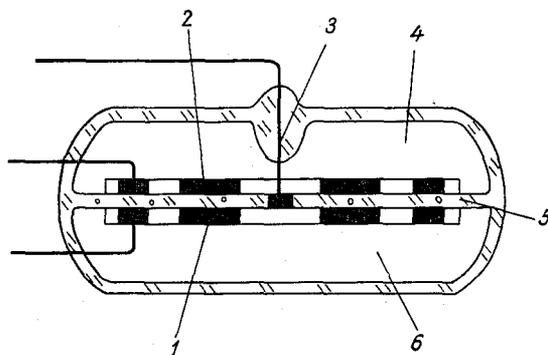


Рис. 3. ВЭЭ, обеспечивающий возможность съема дискретного значения параметра.

ой проволоки выведены наружу. В центре диска 5 имеется сквозное капиллярное отверстие. Контактный стержень 3 представляет собой платиновую проволоку, остеклованную по всей длине, кроме концов. Один из его концов платинирован и введен в капиллярное отверстие, другой выведен наружу. Пористый диск 4 пропитан электролитом — раствором серной кислоты, пространство по обе стороны диска 5 заполнено водородом. Отверстие диска также

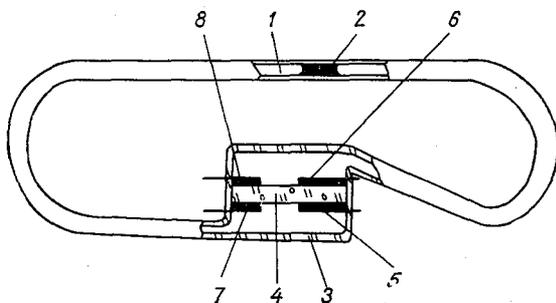


Рис. 4. ВЭЭ, обеспечивающий возможность съема интегрального значения параметра за произвольный интервал времени.

заполнено электролитом. На электроды 1 и 2 ВЭЭ подается разность потенциалов. Между электродом 2 и стержнем 3, замыкаемыми каплями электролита, пропускается переменный ток. Под влиянием интегрируемого тока, протекающего между электродами 1 и 2, водород переносится из одной камеры в другую (прохождение переменного тока между электродами 2 и стержнем 3 сопровождается односторонним переносом водорода). Процесс переноса водорода вызывает понижение давления в одной камере и повышение в другой. Разность давлений растет до тех пор, пока не оказывается достаточной для вытеснения электролита из капиллярного отверстия диска 5. В этот момент камеры 4 и 6 соединяются и давление в них выравнивается, а контакт между электродом 2 и стержнем 3 в сигнальной цепи переменного тока кратковременно нарушается. После выравнивания давлений в камерах 4 и 6 вследствие сил поверхностного натяжения электролит вновь заполняет капиллярное отверстие диска 5, после чего весь процесс повторяется.

Вытеснение электролита из капилляра происходит каждый раз после прохождения одного и того же количества электричества, равного максимальной емкости ВЭЭ. Таким образом, максимальная емкость ВЭЭ определяет величину дискретного отсчета с интегратора.

ВЭЭ, обеспечивающий возможность съема интегрального значения параметра за произвольный интервал времени, показан на рис. 4. Он представляет собой герметичный стеклянный сосуд, в ко-

тором имеется электродная камера 3, соединенная трубками с измерительным капилляром 1. Электродная камера разделяется пористой стеклянной пластинкой 4 на два приэлектродных пространства.

На поверхностях пористой пластины находятся две пары платинированных сетчатых электродов 5 и 6, 7 и 8. Пористая стеклянная пластина пропитана электролитом — раствором серной кислоты. Из этого раствора состоит и столбик жидкости 2, находящийся в капилляре. Пространство внутри ВЭЭ заполнено водородом.

Через электроды 7 и 8 проходит интегрируемый ток, а через электроды 5 и 6 проходит ток от источника, который включается при установке указателя в нулевое положение.

При прохождении тока давление водорода на столбик жидкости в капилляре со стороны катода увеличивается, а со стороны анода уменьшается. Под действием разности давлений водорода столбик электролита перемещается по капилляру в направлении анода. Перемещение столбика электролита пропорционально прошедшему количеству электричества.

При использовании такого ВЭЭ в приборах с визуальным отсчетом один из менисков столбика электролита используется в качестве указателя.

Использование такого ВЭЭ в автоматических интеграторах требует сложной оптической системы индикации положения столбика электролита.

Авторы внесли усовершенствование в конструкцию этого ВЭЭ, которое заключается в том, что в столбик электролита измерительного капилляра был помещен штифт из непрозрачного стекла. Штифт, помещенный в столбик электролита, перемещается вместе с ним благодаря тому, что сила поверхностного натяжения мениска электролита больше силы трения между штифтом и внутренней поверхностью капилляра, возникающей при перемещении штифта. Индикация положения столбика электролита производится не по расплывчатому мениску жидкости, а по краю штифта и обеспечивается более простым оптическим устройством. Испытание макета ВЭЭ такой конструкции дали положительные результаты.

Автоматический интегратор первого типа (АИ1) построен на базе ВЭЭ, обеспечивающего возможность съема дискретного значения параметра.

АИ1 является измерительным устройством для определения интегральных значений метеорологических параметров, представленных в виде тока или напряжения постоянного тока. АИ1 обеспечивает возможность получения дискретных значений интегрируемого параметра, кратных максимальной емкости ВЭЭ (порядка 40 мкА·ч).

Блок-схема АИ1 (четырёхканальный вариант) показана на рис. 5.

Разработанный АИ1 предназначен для интегрирования напряжения, имеющего низкий уровень, поэтому перед подачей на ВЭЭ то напряжение усиливается. Усилители МУ1-МУ4 выполнены на базе серийно выпускаемых элементов типа МДМ. Формирователи Ф1-Ф4 предназначены для управления электромеханическими счетчиками импульсов С1-С4. Блок питания обеспечивает работу АИ1 по всем каналам, которые идентичны. Генераторы Г1-Г4 питают

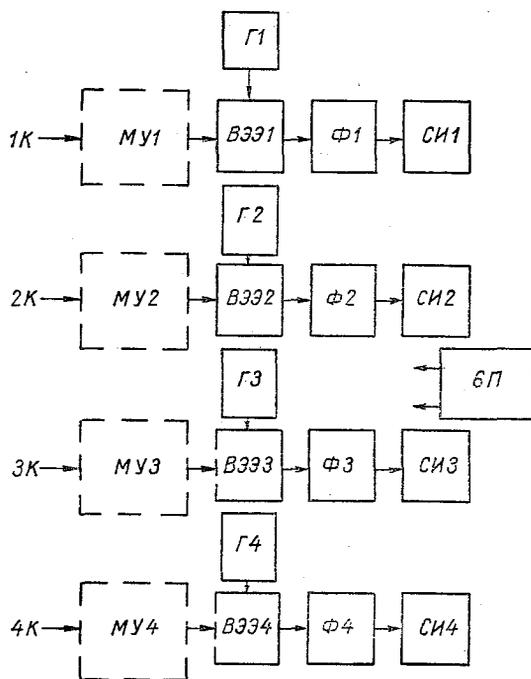


Рис. 5. Блок-схема АИ1.

сигнальные цепи ВЭЭ. Рассмотрим работу АИ1 по одному из каналов. Сигнал с датчика поступает на усилитель и далее подается на основные электроды ВЭЭ. Прохождение электрического тока через эти электроды вызывает появление разности давлений в камерах ВЭЭ: после прохождения через ВЭЭ определенного количества электричества (равного емкости ВЭЭ) происходит прорыв водорода через отверстие диска 5 (см. рис. 3) и разрыв сигнальной цепи у конца стержня 3. При этом прекращается поступление сигнала от генератора на формирователь, последний срабатывает и выдает сигнал на счетчик импульсов или другое внешнее устройство.

Автоматический интегратор второго типа (АИ2) построен на базе ВЭЭ, обеспечивающего съем интегрального значения пара-

метра за произвольный момент времени. Следовательно, АИ2 является измерительным устройством, способным представлять данные об интегральном значении измеряемого метеорологического параметра за произвольный интервал времени.

Блок-схема АИ2 (трехканальный вариант) показана на рис. 6

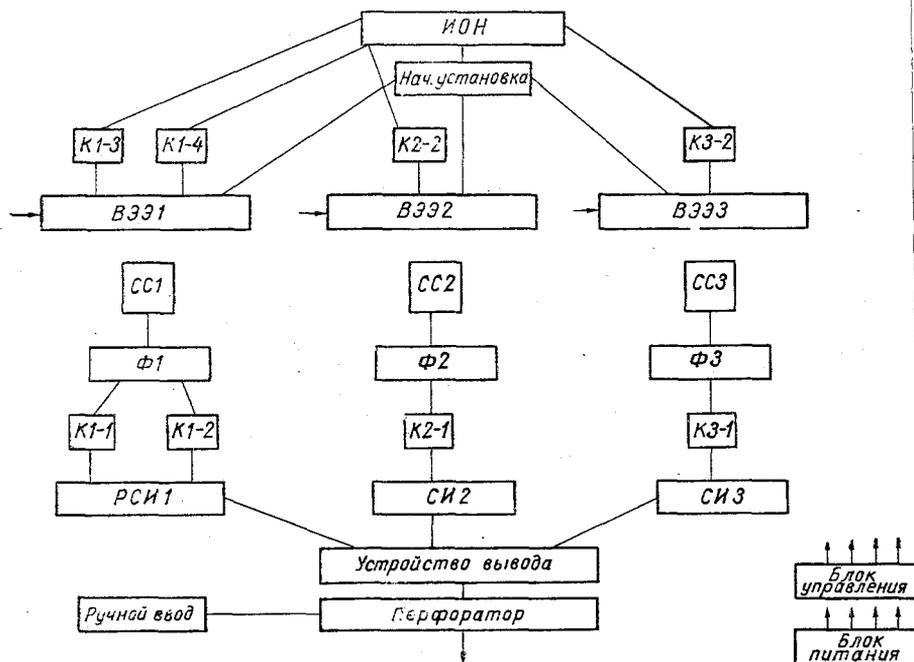


Рис. 6. Блок-схема АИ2.

Каналы описываемого варианта АИ2 не идентичны. По первому каналу можно производить интегрирование сигналов любой полярности; по второму и третьему каналам — только однополярных. Это нашло отражение в конструкции АИ2, в котором ряд узлов является одинаковым для двух каналов (второго и третьего).

В состав АИ2 входят следующие основные узлы: три ВЭЭ; системы (три) считывания положений столбиков электролита (штифтов) в измерительных капиллярах ВЭЭ (СС1, СС2, СС3); формователи (Ф1, Ф2, Ф3); ключи (К1-1—К1-4, К2-1, К2-2, К3-1, К3-2); счетчики импульсов (СИ1, СИ2); реверсивный счетчик импульсов (РСИ1); источник опорного напряжения (ИОН); устройство начальной установки ВЭЭ; устройство ручного вывода информации; перфоратор; блок управления и блок питания.

В первом канале вместо реверсивного счетчика импульсов может быть установлен счетчик типа *СИ2*, *СИ3*, при этом по всем трем каналам будет возможным интегрирование только однополярных сигналов.

Рассмотрим работу *АИ2* при интегрировании однополярных сигналов на примере второго канала (по остальным каналам это будет происходить аналогично).

В этом случае *АИ2* может работать в двух режимах:

- а) в режиме съема информации с *ВЭЭ* по программе (в срок);
- б) в режиме следящего считывания с *ВЭЭ*.

Эти режимы были подробно описаны ранее [3], поэтому здесь ограничимся лишь перечислением функций блоков *АИ2* при работе в этих режимах.

В режиме съема информации с *ВЭЭ* по программе с блока управления (*БУ*) поступает сигнал на считывание с *ВЭЭ2*. Через ключ *К2-2* на установочные электроды *ВЭЭ2* поступает стабилизированное напряжение от источника опорного напряжения (*ИОН*) известной величины и полярности обратной той, которая поступает от датчика на измерительные электроды *ВЭЭ*. Одновременно через *К2-1* от *БУ* на *СИ2* поступают импульсы счета.

При окончании считывания срабатывает система считывания *СС2*, запускается формироваель *Ф2*, сигнал с которого поступает на *БУ*. При этом считывание с *ВЭЭ2* и заполнение *СИ2* прекращается. С *БУ* поступает сигнал, управляющий выводным устройством (*ВУ*) и перфоратором, при этом осуществляется вывод числа, пропорционального интегральному значению метеорологического параметра.

В режиме следящего считывания с *ВЭЭ2* съем информации с последнего осуществляется непрерывно. При таком режиме работы *АИ2* включение *К2-1*, *К2-2*, а следовательно, и подача напряжения с *ИОН* на установочные электроды *ВЭЭ2* и импульсов счета на *СИ2* осуществляется не *БУ*, а следящей системой, датчиком которой является система, содержащая *СС2* и *ВЭЭ2*, при этом *ВЭЭ2* выступает в качестве нуля-органа. В остальном работа *АИ2* в этом режиме не отличается от работы в режиме съема информации с *ВЭЭ2* по программе.

При интегрировании сигналов произвольной полярности (в первом канале) *АИ2* может работать только в режиме следящего считывания информации с *ВЭЭ1*.

Формироваель *Ф1* имеет три устойчивых состояния: нулевая сумма, соответствующая полному считыванию с *ВЭЭ1*, отрицательная сумма и положительная сумма. При последних двух состояниях *Ф1* от *ИОН* на *ВЭЭ1* подается напряжение считывания через *К1-3* (положительная полярность) или *К1-4* (отрицательная полярность). Импульсы счета поступают на реверсивный счетчик импульсов *РСИ* через *К1-1* (сложение) или *К1-2* (вычитание). К моменту вывода информации в *РСИ* будет записано число (со знаком), пропорциональное интегральному значению метеорологического параметра.

Вывод информации с АИ2 осуществляется автоматически в заданные программой сроки и, кроме того, может быть осуществлен в произвольный момент времени через пульт ручного управления. В случае необходимости с пульта ручного управления может быть введена также сопутствующая информация. Информация выводится на восьмидорожечную перфоленту.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гуртман С. Б. Водородные интеграторы тока и напряжения. — «Приборы и системы управления», 1968, № 5, с. 5—8.
2. Гуртман С. Б. Водородные электролитические интегрирующие приборы (обзор). — «Приборы и системы управления», 1975, № 2, с. 35—38.
3. Стернзат С. М. Построение автоматических интеграторов на базе электролитического кулометра. — «Тр. ГГО», 1974, вып. 342, с. 94—97.

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ЦЕНТРАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА СТАНЦИИ КРАМС ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПОВЕРКИ КАНАЛОВ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ И ВЛАЖНОСТИ ВОЗДУХА

В технической документации на автоматическую метеорологическую станцию нормируется предельная допустимая погрешность измерения какого-либо метеопараметра по каналу в целом $\Delta_{д(к)}$ и погрешность первичного преобразователя (ПП) — $\Delta_{д(пп)}$. Погрешность $\Delta_{д(к)}$ включает в себя погрешности составных элементов канала, т. е. погрешность ПП, погрешность центрального устройства (ЦУ) погрешность линии связи (ЛС) и др.

На практике, в том числе и при поверке станций, для обоснованного нормирования величины $\Delta_{д(к)}$ как в статическом, так и в динамическом режимах измерения необходимо знать погрешность ЦУ $\Delta_{д(цу)}$ и закон ее распределения по диапазону.

Были проведены экспериментальные исследования точностных характеристик ЦУ КРАМС по каналам измерения температуры и влажности воздуха. Поверка ЦУ проводилась путем задания на вход ЦУ электрических величин, имитирующих характеристики ПП температуры и влажности воздуха. Выходные параметры ПП должны имитироваться с более высокой степенью точности, чем точность измерения ПП, нормированная величиной $\Delta_{д(пп)}$. Для исключения возможности появления погрешности имитации, погрешность имитирующего устройства, по рекомендациям в [1, 2], должна быть в 2—3 раза меньше, чем погрешность непосредственно ЦУ.

По каналам измерения температуры и влажности воздуха выходными характеристиками ПП является сопротивление. ПП реализуется функциональная зависимость сопротивления R_t от температуры воздуха t , т. е. $R_t = f(t)$. Поэтому на вход ЦУ требуется задавать величины сопротивлений R_t , имитирующих значения температур сухого $t_{сух}$ и смоченного $t_{см}$ термометров.

Рассмотрим результаты поверки ЦУ по каналу измерения температуры воздуха. В качестве имитирующего устройства были использованы два магазина сопротивлений типа МСР-60М класса

точности 0,02%. Значения температур имитировались в диапазоне от -60 до $+50^{\circ}\text{C}$. Функциональная зависимость $R_t = f(t)$, реализуемая ПП температуры, описывается известными уравнениями:

$$R_t = f(t) = R_0(1 + At + Bt^2) \quad \text{для } t > 0 \quad (1)$$

и

$$R_t = f(t) = R_0[1 + At + Bt^2 - C(t - 100)t^3] \quad \text{для } t < 0, \quad (1')$$

где R_0 — сопротивление термометра при 0°C , R_t — сопротивление термометра при температуре t , A , B , C — постоянные коэффициенты, определяемые при градуировке в трех реперных точках.

Формулы (1) и (1') применимы для расчета R_t в диапазоне температур от $-182,97$ до $+660^{\circ}\text{C}$. Для практического расчета в диапазоне температур измеряемых станцией, можно применить упрощенную формулу:

$$R_{t_p} = R_0(1 + \alpha t_p), \quad (2)$$

где α — температурный коэффициент платины, равный $3,91 \times 10^{-31}/^{\circ}\text{C}$, t_p — значение платиновой температуры в градусах Цельсия.

В ЦУ станции заложены постоянные значения для $R_0 = 499,5 \text{ Ом}$ и $\alpha_0 = 3,91 \cdot 10^{-31}/^{\circ}\text{C}$, позволяющие использовать в ПП температуры платиновые термометры сопротивления ПТС-500 с нормированным допустимым отклонением от значения R_0 . В схеме ПП температуры предусматриваются подгоночные резисторы R'_k и R''_k , которые являются частью мостовой схемы измерения температуры и расположены непосредственно в самом ПП. Эти подгоночные сопротивления обеспечивают взаимозаменяемость ПТС-500, используемых в качестве чувствительных элементов в ПП температуры воздуха.

В ЦУ станции определяется платиновая температура t_p , но на выходе его выдается значение термодинамической температуры $t_{тд}$, т. е. в ЦУ автоматически вводятся поправки на нелинейность зависимости сопротивления платины от температуры Δt_p . Таким образом, на вход ЦУ по каналу температуры необходимо задавать сопротивление R_{t_p} , соответствующее имитируемой платиновой температуре t_p . При поверке ЦУ на одном из магазинов сопротивлений набиралось рассчитанное значение подгоночного сопротивления R'_k , а на втором — рассчитанное значение R_{t_p} с учетом подгоночного сопротивления R'_k . Значения R'_k и R''_k должны быть указаны в технической документации на станцию. Расчет R_{t_p} согласно формуле (2) и с учетом R'_k , осуществляется по формуле

$$R_{t_p} = R_0(1 + \alpha_0 t_p) + R'_k, \quad (3)$$

где R_0 — постоянная, заложенная в конкретном ЦУ станции (в данном случае $R_0 = 499,5 \text{ Ом}$), α_0 — постоянная, заложенная в ЦУ

станции и равная $3,91 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$, t_p — значение платиновой температуры, взятое из табл. 1.

В случае если величины подгоночных резисторов R'_k и R''_k не указаны, то их можно рассчитать исходя из постоянных R_0 и α_0 , заложенных в ЦУ станции, и используя паспортные значения $R_{0(n)}$ и $\alpha_{0(n)}$, определяемые при градуировке ПТС-500.

Таблица 1

Перевод значений термодинамической температуры $t_{\text{ТД}}$ значения платиновой температуры t_p ($^\circ\text{C}$)

$t_{\text{ТД}}$	t_p	$t_{\text{ТД}}$	t_p
-60,000	-61,478	0,000	0,000
-50,000	-51,145	10,000	10,135
-40,000	-40,850	20,000	20,239
-30,000	-30,589	30,000	30,315
-20,000	-20,361	40,000	40,368
-10,000	-10,165	50,000	50,375

Примечание. Данными таблицы можно пользоваться для любого ПТС-500.

Расчет значений R'_k и R''_k производится по формулам:

$$R'_k = R_{0(n)} \left(\frac{\alpha_{0(n)}}{\alpha_0} - 1 \right) \quad (4)$$

и

$$R''_k = R_3 \left(\frac{R_{0(n)}}{R_0} \frac{\alpha_{0(n)}}{\alpha_0} - 1 \right), \quad (5)$$

где R_3 — сопротивление постоянного плеча мостовой схемы измерения температуры, расположенного в ЦУ.

Наибольшая погрешность задания имитируемой платиновой температуры будет иметь место при $t_p = +50,375^\circ\text{C}$. Значение погрешности, выраженной в омах, определяется по формуле

$$\Delta R_{t_p} = \frac{R_{t_p} \delta_m}{100} = 0,01 R_{t_p} \delta_m, \quad (6)$$

а значение погрешности имитируемой Δt_p получим по формуле

$$\Delta t_p = \frac{0,01 t_p \delta_m}{\alpha_{0(n)} R_{0(n)}}, \quad (7)$$

где δ_m — погрешность поверочного устройства (МСП-60М) в омах, t_p — имитируемая платиновая температура в $^\circ\text{C}$.

При подстановке численных значений в формулу (7) оказалось, что при $t_p = +50,375^\circ\text{C}$ и при $\delta_m = 0,02$ погрешность имитации составила $0,005^\circ\text{C}$.

При проведении поверки ЦУ по каналу измерения температуры воздуха внутри поверяемого диапазона брались значения тер-

модинамической температуры, кратные 10°C и пересчитанные в значения t_p по табл. 1. Всего было проведено 120 измерений по всему диапазону измеряемых ЦУ температур. Проверка осуществлялась автоматически с помощью тест-программы в 12 точках диа-

Таблица 2

Значения $\bar{\Delta}_c$ и S (Δ) на выходе ЦУ по каналу измерения температуры воздуха

Проверяемые точки диапазона, $^{\circ}\text{C}$	$\bar{\Delta}_c$	S (Δ)
-60,00	0,01	0,003
-50,00	0,01	0,003
-40,00	0,03	0,010
-30,00	0,02	0,010
-20,00	0,06	0,000
-10,00	0,05	0,010
0,00	0,04	0,000
10,00	-0,03	0,000
20,00	-0,01	0,020
30,00	-0,05	0,000
40,00	-0,01	0,000
50,00	-0,05	0,000

пазона. На выходе ЦУ (на ручном телеграфном аппарате РТА) фиксировались значения $t_{\text{тд}}$ для $t_{\text{сух}}$ ПТС-500. На каждой из поверяемых точек бралась серия из 10 отсчетов. Обработка статистического материала проводилась в соответствии с рекомендациями [3].

Были вычислены значения систематической составляющей погрешности Δ_c и среднее квадратическое отклонение случайной составляющей погрешности S (Δ) для каждой поверяемой точки диапазона.

Результаты расчета Δ_c и S (Δ) представлены в табл. 2. На рис. 1 и рис. 2 представлено распределение средних значений Δ_c по каждой серии и значение S (Δ) по диапазону измерения температуры на выходе ЦУ. По характеру распределения погрешностей и по их знаку как в самих

сериях, так и по всему диапазону систематическая погрешность является определяющей, т. е. она существенно больше случайной составляющей. Как видно из рис. 1, значение Δ_c колеблется относительно некоторого среднего значения $\bar{\Delta}_c$, причем видны два участка, симметричных относительно точки, где $t_{\text{тд}} = +5^{\circ}\text{C}$, в которых значение Δ_c одного знака. В области измерения ЦУ отрицательных температур Δ_c имеет знак минус, в области положительных температур — плюс. В точке $t_{\text{тд}} = +5^{\circ}\text{C}$ знак Δ_c меняется. Максимальное значение Δ_c приходится на область отрицательных температур, где $\bar{\Delta}_c = +0,06^{\circ}\text{C}$, в области положительных температур $\bar{\Delta}_c = -0,05^{\circ}\text{C}$. На выходе ЦУ в каждой из серий знак и численное значение отклонений для каждого единичного отсчета t_i от имитируемого значения ($\Delta t_i = t_{\text{пра}i} - t_{\text{им}i}$) не менялись.

Расчет погрешности измерения ЦУ температуры воздуха по всему диапазону, согласно [3], выполнялся по формуле

$$\delta_{\text{цУ}} = 3\sqrt{S_1^2 + \omega^2}, \quad (8)$$

где S_1^2 — внутрисерийная дисперсия разности показаний между значениями температуры $t_{тд}$, имитируемыми на вход ЦУ и значениями температур $t_{тд}$, полученными на выходе ЦУ на РТА; ω^2 — составляющая дисперсии, зависящая от условий измерений (поверки).

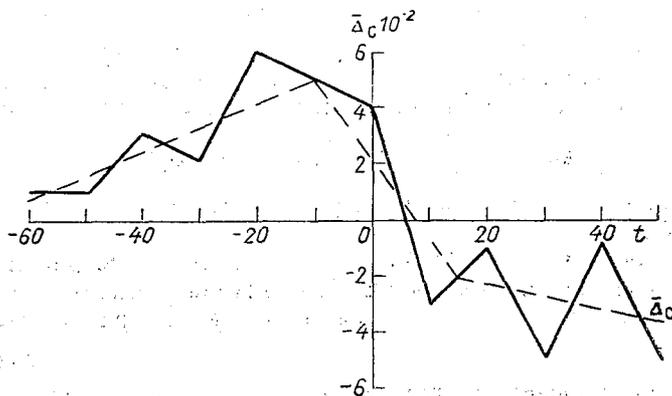


Рис. 1. Распределение $\bar{\Delta}_c$ по диапазону поверки на выходе ЦУ.

Значение S_1^2 вычислялось по формуле

$$S_1^2 = \frac{\sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^n (t_{ij} - \bar{t}_j)^2}{k(n-1)}, \quad (9)$$

где t_i — единичный отсчет в серии, k_j — число серий при поверке ($j=1, 2, 3, \dots, 12$), n_i — число отсчетов в серии ($i=1, 2, 3, \dots, 10$). Составляющая дисперсии

$$\omega^2 = \frac{S_2^2 - S_1^2}{n}, \quad (10)$$

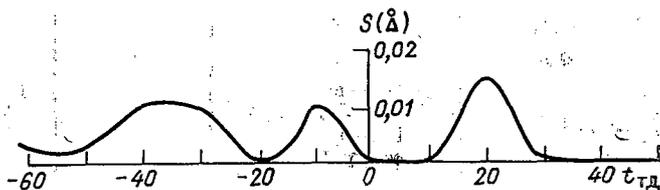


Рис. 2. Распределение $S(\Delta)$ по диапазону на выходе ЦУ.

где S_2^2 — межсерийная дисперсия, определяемая по формуле

$$S_2^2 = \frac{n \sum_{j=1}^k (t_{ij} - \bar{t}_i)^2}{k-1}. \quad (11)$$

Численные результаты обработки при $k=12$ и $n=10$ представлены в табл. 3. Подставив значения из табл. 3 в формулы (9), (10) и (11), получим, что $S_1^2=0,001$, $S_2^2=0,01$ и $\omega^2=0,0009$. Исходя из рассчитанных значений S_1^2 , S_2^2 и ω^2 предельная допустимая погрешность измерения ЦУ температуры воздуха с учетом Δ_c по всей совокупности измерений может быть нормирована формулой

$$\Delta_{\text{л(цУ)}} = \delta_{\text{цУ}} = \pm (3 \sqrt{S_1^2 + \omega^2} + \Delta_c). \quad (12)$$

Подставив значения в формулу (12), получим, что $\Delta_{\text{л(цУ)}} = \pm 0,06^\circ\text{C}$.

Была построена гистограмма распределения погрешностей измерения температуры на выходе ЦУ, которая показала, что такое распределение можно аппроксимировать равномерным законом.

Таблица 3

Результаты обработки экспериментальных данных поверки ЦУ по каналу измерения температуры воздуха

№ серии k_j	$\bar{\Delta t}_{10}$	$\sum_{n=1}^{n=10} (t_{ij} - \bar{t}_i)^2 \cdot 10^{-4}$	$(t_i - \bar{t}_i) \cdot 10^{-4}$	$(t_i - \bar{t}_i)^2 \cdot 10^{-4}$
1	-0,01	35	2	4
2	0,01	10	0	0
3	0,01	10	0	0
4	0,03	16	2	4
5	0,02	16	1	1
6	0,06	0	5	25
7	0,05	9	4	16
8	0,04	0	3	9
9	-0,03	0	4	16
10	-0,05	0	6	36
11	-0,01	0	2	4
12	-0,05	0	6	36
$\bar{t}_i = \sum_{j=1}^{j=12} \bar{\Delta t}_{10} = 0,01$		$\sum_{j=1}^{j=12} \sum_{n=1}^{n=10} (t_{ij} - \bar{t}_i) = 96 \cdot 10^{-4}$	$\sum_{j=1}^{j=12} (t_{ij} - \bar{t}_i) = 151 \cdot 10^{-4}$	

Примечание. В таблице величина $\bar{\Delta t}_{10}$ представляет собой среднюю разность $\Delta t_i = t_{\text{рта } i} - t_{\text{нм } i}$ из 10 отсчетов в серии.

Исследование погрешностей измерения относительной влажности воздуха ЦУ проводилось для случая измерения последней электрическим психрометром. Имитируемые значения относительной влажности r должны охватывать диапазон от 30 до 100% при имитируемой температуре среды t_{cp} от -10 до $+30^\circ\text{C}$. Кроме ПТС-500, используемого в качестве «сухого» термометра в ПП имеется второй ПТС-500, выполняющий функции «смоченного» термометра. Следовательно, на вход ЦУ требуется задавать величины сопротивлений $R_{t_{сух}}$ и $R_{t_{см}}$, однозначно определяющих значения $t_{сух}$ и $t_{см}$. В дальнейшем по полученным на выходе ЦУ значениям $t_{сух}$ и $t_{см}$ и по психрометрическим таблицам [4], вычисляются значения температуры точки росы τ и r . Имитируемые значения τ и r можно сравнивать со значениями этих параметров на выходе ЦУ по данным метеотелеграмм, регистрируемых на РТА непосредственно в физических величинах (в градусах и в процентах).

Измерение r и τ в ЦУ осуществляется автоматически по алгоритму, составленному в соответствии с формулами из [5]:

$$\left. \begin{aligned} e &= E_{t_{см}} - AP(t_{сух} - t_{см}), \\ r &= \frac{e}{E_{t_{сух}}} \cdot 100\%, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где $E_{t_{сух}}$ — максимальная упругость насыщения водяного пара при $t_{сух}$ в мбар, $E_{t_{см}}$ — максимальная упругость насыщения водяного пара при $t_{см}$ в мбар, $t_{сух}$, $t_{см}$ — соответственно, температура «сухого» и «смоченного» термометров в градусах, A — психрометрический коэффициент, заложенный в вычислительное устройство и равный для данной станции $A=0,0006556(^\circ\text{C})^{-1}$, P — атмосферное давление, принятое равным 1000 мбар.

Расчет значений сопротивлений R_{t_p} для «смоченного» термометра, соответствующих определенной имитируемой платиновой температуре $t_{p(см)}$ и с учетом подгоночного резистора, выполняется по формуле (3).

Иногда требуется рассчитать значение t_p как для $t_{p(см)}$, так и для $t_{p(сух)}$ до десятых долей градуса. Тогда, пользуясь данными табл. 1, требуемое значение имитируемой t_p рассчитывается методом линейной интерполяции через 1 и $0,1^\circ\text{C}$ по формулам:

$$\left. \begin{aligned} t_p &= t_{p_1} + \frac{t_{p_2} - t_{p_1}}{10}, \quad \text{для } t_p \text{ через } 1^\circ\text{C}, \\ t_p &= t'_{p_1} + \frac{t'_{p_2} - t'_{p_1}}{10}, \quad \text{для } t_p \text{ через } 0,1^\circ\text{C}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Поясним применение формул (14) на конкретном примере. Пусть требуется определить погрешность измерения ЦУ значения $r=60\%$ при имитируемой температуре окружающей среды $t_{сух}=$

$=+20,0^{\circ}\text{C}$. Пользуясь табл. 1, будем иметь, что значению $t_{\text{сух}} = +20,0^{\circ}\text{C}$ соответствует значение $t_{p_{\text{сух}}} = +20,239^{\circ}\text{C}$. Для $r=60\%$ при $t_{\text{сух}} = +20,0^{\circ}\text{C}$ необходимо, чтобы значение $t_{\text{см}} = +15,5^{\circ}\text{C}$. Применяя формулы (14) и принимая в них $t_{p_1} = +10,135^{\circ}\text{C}$ и $t_{p_2} = +20,239^{\circ}\text{C}$, получим, что $t'_{p_1} = +15,187^{\circ}\text{C}$ и $t'_{p_2} = +16,197^{\circ}\text{C}$ т. е. термодинамическому значению $t_{\text{тд(см)}} = +15,5^{\circ}\text{C}$ соответст-

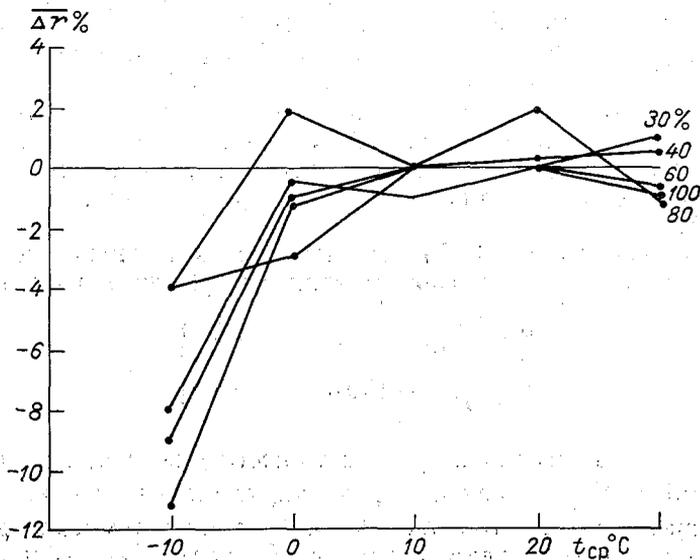


Рис. 3. Распределение по диапазону измерения ЦУ значений $\Delta r\%$ при различных имитируемых $t_{\text{ср}}$.

значение $t_{p(\text{см})} = +15,692^{\circ}\text{C}$. Далее, по формуле (3) рассчитывается значение $R_{t_{p(\text{см})}}$. Расчет значений подгоночных резисторов выполняется аналогично, как и для $t_{\text{сух}}$, по формулам (4) и (5). Таким образом, на вход ЦУ задаются значения $R_{t_{p(\text{сух})}} = 541,805 \text{ Ом}$ и $R_{t_{p(\text{см})}} = 530,949 \text{ Ом}$, что соответствует имитируемой относительной влажности $r=60\%$.

В качестве имитирующих устройств использовались магазины сопротивлений МСР-60М, на одном из которых выставляется значение $R_{t_{p(\text{см})}}$ с учетом подгоночного резистора R'_k , а на втором значение R_k .

Проверка ЦУ по каналу измерения проводилась в пяти точках диапазона (30, 40, 60, 80 и 100%). На каждой из проверяемых точек бралась серия из 10 отсчетов. Всего было проведено 250 измерений при различных значениях имитируемой температуры среды $t_{\text{сух}}$.

Наибольшая величина погрешности в задании относительной влажности будет при $r=100\%$ и $t_{\text{сух}}=+30^{\circ}\text{C}$. В этом случае при $R_{0(\text{п})}=500,153$ Ом значение $Rt_{\text{сух}}=561,586$ Ом, а при $R_{0(\text{п})}=500,150$ Ом значение $Rt_{\text{р(см)}}=559,259$ Ом. Тогда, используя формулу (7), получим, что $\Delta t_{\text{р(сух)}}=\pm 0,06^{\circ}\text{C}$ и $\Delta t_{\text{р(см)}}=\pm 0,06^{\circ}\text{C}$.

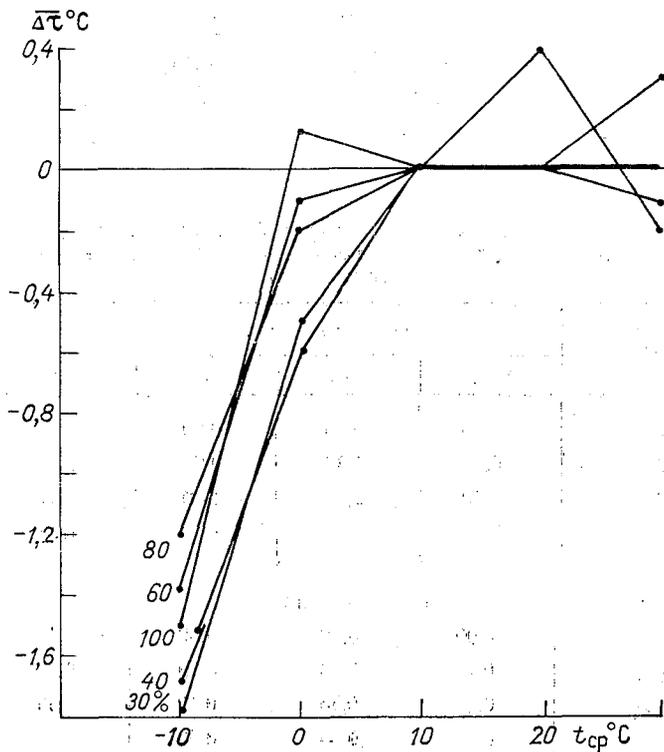


Рис. 4. Распределение по диапазону измерения ЦУ значений $\Delta\tau^{\circ}\text{C}$ при различных имитируемых $t_{\text{ср}}$.

т. е. за счет погрешности имитации температур «сухого» и «смоченного» термометров максимальная погрешность для психрометрической разности в сумме составит $\Delta A = \pm 0,12^{\circ}\text{C}$, что в переводе на относительную влажность $\Delta r = \pm 1\%$. По температуре точки росы $\Delta\tau = 0,01^{\circ}\text{C}$.

На рис. 3 и рис. 4 представлены графики распределения средних значений (из 10 отсчетов в серии) погрешностей для Δr и Δt в диапазоне имитируемых температур среды от $+30$ до -10°C и в диапазоне имитируемых влажностей от 30 до 100% (в точках 30, 40, 60, 80 и 100%). Для анализа полученных результатов по-

верки по всей совокупности измерений для r и τ были вычислены средняя квадратическая составляющая случайной погрешности $S(\Delta)$, систематическая составляющая погрешности Δ_c (или Δr , $\Delta \tau$) и предельная допустимая погрешность Δ_d (цУ) на выходе ЦУ. Значение Δ_d (цУ) вычислялось по формуле

$$\Delta_{d(\text{цУ})} = \pm [2S(\Delta) + |\Delta_c|]. \quad (15)$$

Результаты расчета представлены в табл. 4, где эти характеристики вычислены для каждой поверяемой точки диапазона измерения влажности и соответственно в этих точках для значений τ

Таблица 4

Результаты расчета метрологических характеристик ЦУ по каналу измерения относительной влажности воздуха и температуре точки росы

Вычисляемая метрологическая характеристика	Имитируемые значения r для $t_{\text{сух}} \geq 0^\circ\text{C}$				
	100%	80%	60%	40%	30%
Δ_c	-1,00	0,00	0,00	0,00	1,00
$S(\Delta)$	0,95	1,36	0,66	1,58	0,96
$2S(\Delta)$	1,90	2,80	1,40	3,20	1,40
Δ_d (цУ)	3,00	2,80	1,40	3,20	2,40
Для значений τ при $t_{\text{сух}} \geq 0^\circ\text{C}$					
Δ_c	0,00	0,00	0,00	-0,10	0,20
$S(\Delta)$	0,10	0,25	0,10	0,33	0,34
$2S(\Delta)$	0,20	0,50	0,20	0,66	0,68
Δ_d (цУ)	0,20	0,50	0,20	0,67	0,88

Практически, режим измерения ЦУ относительной влажности психрометрическим методом осуществляется для $t_{\text{сух}} \geq 0^\circ\text{C}$, а при $t_{\text{сух}} < 0^\circ\text{C}$ режим работы ЦУ переводится на измерение r волосным тигрометром, поэтому расчет Δ_c , $S(\Delta)$ и Δ_d (цУ) осуществлялся для диапазона $t_{\text{сух}} \geq 0^\circ\text{C}$.

Как показал анализ экспериментальных данных, среднее значение Δ_d (цУ) для r в диапазоне 30—100% при различных имитируемых температурах $t_{\text{сух}}$ оказалось равным $\pm 2,5\%$. Наибольшее значение погрешности измерения ЦУ параметра r составило $\pm 3,2\%$ (для точки поверки $r=40\%$). По температуре точки росы τ значение Δ_d (цУ) увеличивается по мере уменьшения величины имитируемой r и при $r=30\%$ значение Δ_d (цУ) достигает $\pm 0,88^\circ\text{C}$.

В точках поверки, где $r=40\%$ и $r=30\%$ при $t_{\text{сух}}=0^{\circ}\text{C}$, отклонения в значениях τ на выходе ЦУ от имитируемого составляли $-1,1^{\circ}\text{C}$. Погрешность измерения ЦУ по τ достигает наименьшей величины при имитированных значениях $t_{\text{сух}}=+10\div 20^{\circ}\text{C}$ во всем диапазоне значений относительной влажности (30—100%), при этом отклонения значений τ на выходе ЦУ от имитируемых значений на входе составили $0,0-0,1^{\circ}\text{C}$.

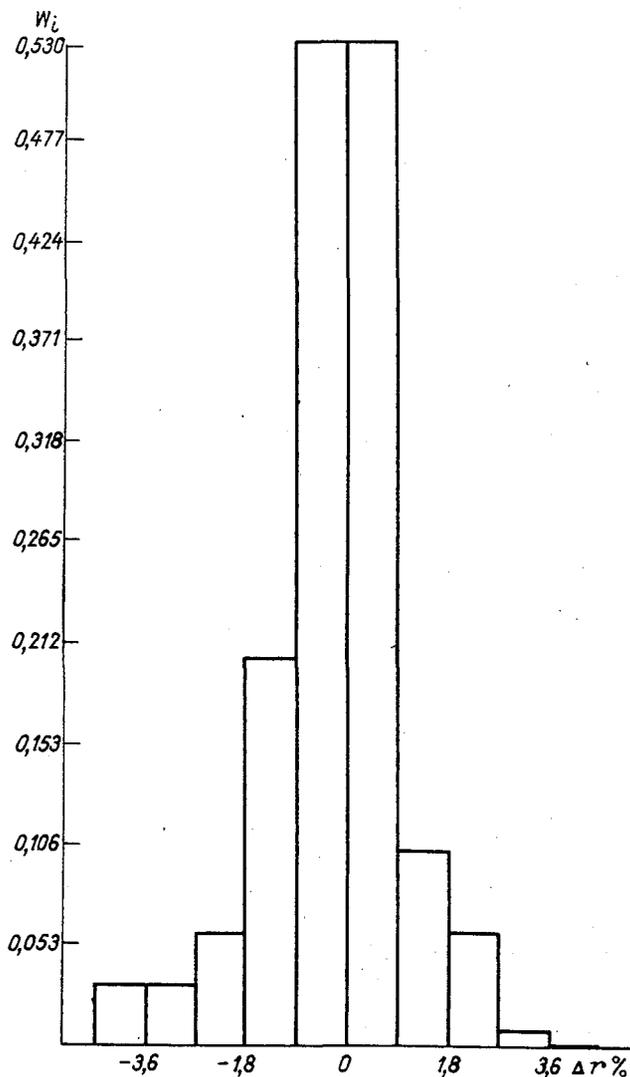


Рис. 5. Гистограмма распределения погрешностей измерения на выходе ЦУ значений относительной влажности.

Значительные погрешности измерения ЦУ значений r и τ при $t_{\text{сух}} < 0^\circ\text{C}$ (при $t_{\text{сух}} = -10^\circ\text{C}$) обусловлены частично погрешностью аппроксимации исходных формул (13), по в большей степени погрешностью непосредственно психрометрического метода измерения в области отрицательных температур. В точках поверки 10 и 30% при $t_{\text{сух}} = -10^\circ\text{C}$ погрешность в определении температуры

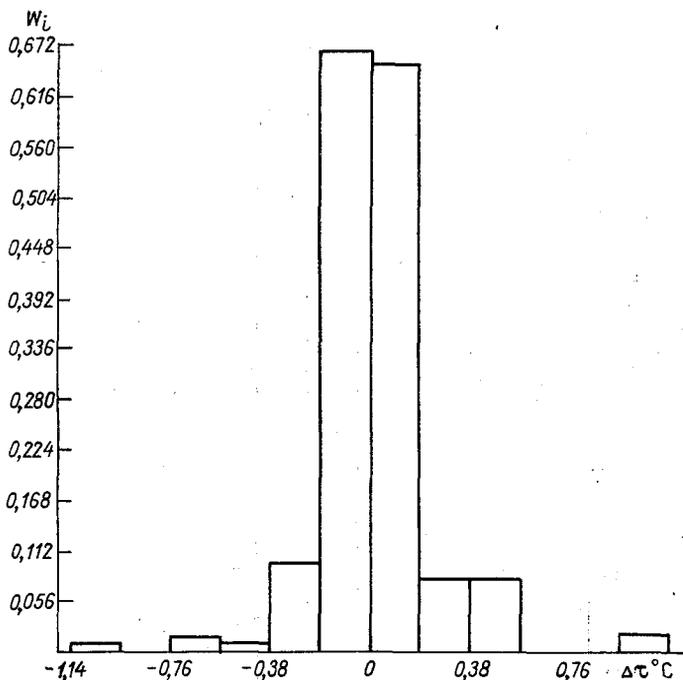


Рис. 6. Гистограмма распределения погрешностей измерения на выходе ЦУ значений температуры точки росы.

по сухому и смоченному термометрам приводит к появлению значительных погрешностей в определении r и τ на выходе ЦУ. Так, например, изменение температуры $t_{\text{сух}}$ на $0,1^\circ\text{C}$ (при $r=30\%$) приводит к изменению r на выходе ЦУ на 3%, аналогичное изменение наблюдалось и в точке поверки, где $r=100\%$. В этих точках погрешность измерения τ на выходе ЦУ составила $|\Delta\tau| = 1,1^\circ\text{C}$ и $|\Delta r| = 0,4\%$.

По всей совокупности экспериментальных данных, полученных при исследовании погрешности ЦУ по каналу измерения относительной влажности и температуры точки росы, были построены гистограммы распределения Δr и $\Delta\tau$ в диапазоне от 30 до 100% при имитируемой $t_{\text{сух}}$ от $+30$ до 0°C . Эти гистограммы представ-

ены на рис. 5 и 6. Как видно из анализа графиков, функцию распределения погрешностей Δr и Δt на выходе ЦУ можно аппроксимировать нормальным законом.

В заключение можно сделать следующие выводы:

1. Как показали экспериментальные результаты поверки ЦУ, в диапазоне имитируемых температур воздуха от -60 до $+50^\circ\text{C}$ значение $\Delta_{\text{л}}(\text{цУ})$ не превышает $\pm 0,06^\circ\text{C}$. Распределение погрешности Δt на выходе ЦУ во всем измеряемом диапазоне температур аппроксимируется равномерным законом.

2. В диапазоне измерения ЦУ относительной влажности воздуха при имитируемой температуре $t_{\text{сух}}$ от $+30$ до 0°C значение $\Delta_{\text{л}}(\text{цУ})$ не превышает $\pm 3\%$. При $t_{\text{сух}} = -10^\circ\text{C}$ значение $\Delta_{\text{л}}(\text{цУ})$ составило $\pm 8-10\%$ в диапазоне, где $r = 60 \div 100\%$, и $\Delta_{\text{л}}(\text{цУ}) = \pm 4\%$ в диапазоне, где $r = 30 \div 40\%$.

3. В области положительных имитируемых температур по $t_{\text{сух}}$, погрешность измерения ЦУ значений τ не превысила $\Delta_{\text{л}}(\text{цУ}) = \pm 0,5^\circ\text{C}$.

4. Распределение на выходе ЦУ погрешностей измерения Δr и Δt представляют собой нормальный закон.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тюрин Н. И. Введение в метрологию. М., Изд-во стандартов, 1973. 279 с.
2. Фрумкин В. Д., Котляр А. Б. Соотношение погрешностей рабочих и образцовых приборов при поверке. — «Метрология», 1973, № 3, с. 3—11.
3. Кудряшева Ж. Ф., Рабинович С. Г., Резник К. А. Методы обработки результатов наблюдений при измерениях. — «Тр. ВНИИМ», 1972, вып. 134 (194), с. 14—79.
4. Беспалов Д. П., Козлов В. Н., Матвеев Л. Т. Психрометрические таблицы. Л., Гидрометеиздат, 1972. 234 с.
5. Афиногенов Л. П., Грушин С. И., Рейнюк В. И. Обработка данных влажности автоматическими метеостанциями. — «Тр. ГГО», 1969, вып. 240, с. 11—21.

О ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ АБСОЛЮТНОГО ЭКСТРЕМУМА СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА ПО ДИСКРЕТНЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ

Определение наибольшего или наименьшего значения метеорологического элемента за некоторый временной интервал на практике нередко производится по его значениям, измеренным в определенные моменты времени. При таком подходе возникает методическая погрешность определения экстремума, величина которой зависит от статистических характеристик метеорологического процесса, интервала наблюдения, частоты измерений и используемого метода локальной аппроксимации процесса по результатам дискретных отсчетов. Как правило, используется линейная аппроксимация, т. е. за абсолютный экстремум метеорологического элемента принимают наибольшее (или наименьшее) значение последовательности дискретных измерений. В такой постановке и рассматривается в настоящей статье распределение погрешности определения абсолютного максимума. Ранее полученные результаты [3], позволяют оценить только систематическую ошибку дискретных наблюдений.

Примем, что случайный процесс $x(t)$ является стационарным нормальным дважды дифференцируемым. С равномерным шагом Δ производятся измерения значений $x(t)$ на достаточно большом интервале наблюдения T (рис. 1). Используя параболическую аппроксимацию выбросов, погрешность ε_1 измерения абсолютного максимума H_m можно представить в виде

$$\varepsilon_1 \approx \frac{1}{2} l_1^2 x_1'' \quad (1)$$

где $x_1'' = x''(t_1)$ — значение второй производной процесса $x(t)$ в точке максимума t_{m1} , l_1 — сдвиг ближайшего измерения относительно момента t_{m1} .

Распределение величины l_1 можно принять равномерным в интервале $\left(-\frac{\Delta}{2}, \frac{\Delta}{2}\right)$.

Учитывая, что в точке максимума $x'' < 0$, а также то, что значение первой производной x' не коррелировано со значением процесса $x(t)$ и его второй производной x'' в тот же момент времени, для словного распределения второй производной стационарного нормального процесса в точке максимума при значении последнего,

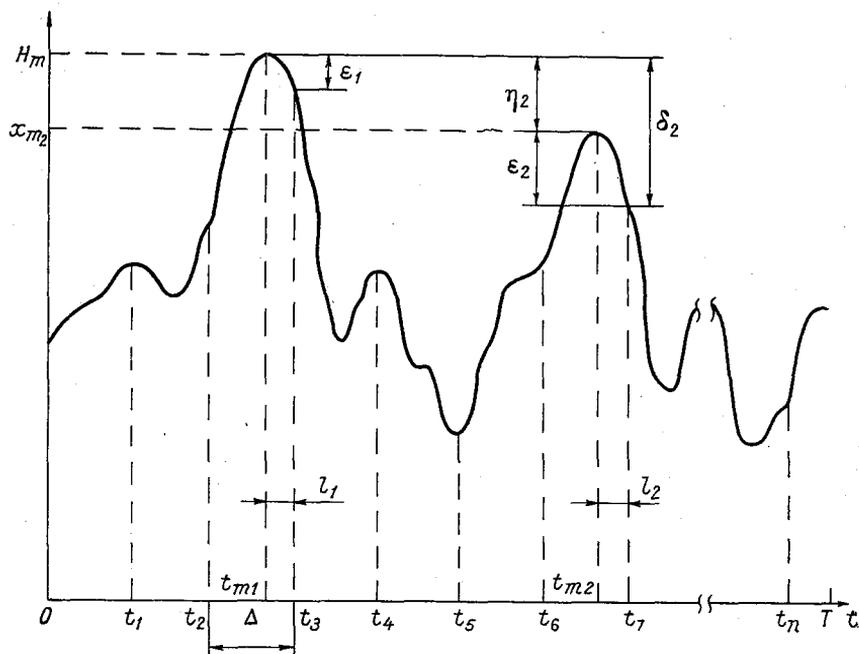


Рис. 1. Реализация случайного процесса $x(t)$.

равного H_m , получим (здесь и в дальнейшем для простоты записи принято $x=0$).

$$W_{x_1''}(x_1''/H_m) = \begin{cases} 0 & \text{при } x'' \geq 0, \\ Q W_{x''}(x''/H_m) & \text{при } x'' < 0, \end{cases} \quad (2)$$

где

$$W_{x''}(x''/H_m) = \frac{1}{\sigma_2 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(x'' - r_0'' H_m)^2}{2\sigma_2^2} \right]$$

— условное распределение второй производной при фиксированном уровне H_m [5],

$$Q = \left[-\int_{-\infty}^0 W_{x''}(x''/H_m) dx'' \right]^{-1} = 2 \left[1 - \Phi \left(\frac{r_0'' H_m}{\sigma_2 \sqrt{2}} \right) \right]^{-1},$$

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt, \quad \sigma_2^2 = \sigma_x^2 [r_0'''' - (r_0'')^2],$$

$$R_x(t) = \sigma_x^2 r_x(t) \text{ и } \sigma_x^2$$

— корреляционная функция и дисперсия процесса $x(t)$, $r_0'' = r_x''(t)$, $r_0'''' = r_x''''(0)$. Выражение (2) представляет собой усеченное нормальное распределение (полученное усечением нормального распределения математическим ожиданием $r_0'' H_m$ и дисперсией σ_2^2)

Зная распределение случайных величин l_1 и x_1 , несложно с учетом (1) записать выражения для условного интегрального распределения погрешности определения абсолютного экстремума $F_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m)$, математического ожидания $M_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m)$ и дисперсии $D_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m)$:

$$\begin{aligned} F_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m) &= \frac{Q}{\Delta} \int_0^{\Delta/2} \left[1 - \Phi \left(\frac{r_0'' H_m - 2 \varepsilon_1 l_1^{-2}}{\sqrt{2} \sigma_2} \right) \right] dl_1, \\ M_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m) &= \frac{\alpha \Delta^3}{24} \left\{ \frac{r_0'' H_m}{\alpha \Delta} - \frac{\sigma_2^2}{4} \exp \left[- \left(\frac{r_0'' H_m}{\sigma_2 \sqrt{2}} \right)^2 \right] \right\}, \\ D_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m) &= \frac{\Delta^4}{16} \left\{ \frac{\sigma_2^2}{20} + \frac{(r_0'' H_m)^2}{45} + \frac{\alpha \Delta \sigma_2^2 r_0'' H_m}{720} \exp \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[- \left(\frac{r_0'' H_m}{\sigma_2 \sqrt{2}} \right)^2 \right] - \frac{\alpha^2 \Delta^2 \sigma_2^4}{576} \exp \left[- \left(\frac{r_0'' H_m}{\sigma_2} \right)^2 \right] \right\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где

$$\alpha = \frac{4Q}{\Delta \sigma_2 \sqrt{2\pi}}.$$

Нетрудно заметить, что при $\varepsilon_1 \rightarrow 0$ $F_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m) \rightarrow 1$, $W_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m) \rightarrow \infty$, а при $\varepsilon_1 \rightarrow -\infty$ $F_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m) \rightarrow 0$, $W_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m) \rightarrow 0$.

Безусловное распределение погрешности $W(\varepsilon_1)$ и его моменты могут быть получены из выражений для условных распределения и моментов посредством осреднения их по всем значениям H_m с учетом их плотности вероятности $W(H_m)$, приведенной, например, в [6]

$$W(h_m) = ky \exp(-y), \quad (4)$$

где

$$h_m = \frac{H_m}{\sigma_x}, \quad y = \exp(k^2 - kh_m),$$

$$k = \sqrt{2 \ln \mu(T)}, \quad \mu(T) = \frac{T}{2\pi} \sqrt{-r_0''}$$

— безразмерный параметр, равный среднему числу пересечений стационарным процессом уровня, равного математическому ожиданию процесса за интервал T .

Возьмем в качестве примера корреляционные функции

$$R_x(t) = \sigma_x^2 \left(1 + a_1 |t| + \frac{a_1^2 t^2}{3} \right) \exp(-a_1 |t|), \quad (5)$$

$$R_x(t) = \sigma_x^2 \exp(-a_2^2 t^2), \quad (5')$$

соответствующие процессам, имеющим только две первых и неограниченное число производных. Интервал корреляции $\tau_K = \int_0^\infty |r_x(t)| dt$ для этих процессов равен соответственно $\frac{8}{3a_1}$ и $\frac{\sqrt{\pi}}{2a_2}$. Для удобства сравнения результатов примем интервалы корреляции приблизительно равными, т. е. возьмем $\frac{1}{3} a_1 = a_2 = a$.

Для рассматриваемых функций $R_x(t)$ имеем

$$F_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m) = \frac{Q}{2} \int_0^1 \left[1 + \Phi \left(\frac{h_m}{4} + \frac{2\varepsilon_1^1}{3\xi^2} \right) \right] d\xi,$$

$$M_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m) = -\frac{1}{4} \left[\frac{h_m}{2} + \frac{Q}{\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{h_m^2}{16} \right) \right],$$

$$D_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m) = \frac{1}{4} \left[0,9 + \frac{h_m^2}{20} - \frac{h_m Q}{40\sqrt{\pi}} \exp \times \right. \\ \left. \times \left(-\frac{h_m^2}{16} \right) - \frac{Q^2}{4\pi} \exp \left(-\frac{h_m^2}{8} \right) \right]$$

и соответственно,

$$F_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m) = \frac{Q}{2} \int_0^1 \left[1 + \Phi \left(\frac{h_m}{2} + \frac{2\varepsilon_1^1}{\xi^2} \right) \right] d\xi,$$

$$M_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m) = -\frac{1}{12} \left[h_m + \frac{Q}{\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{h_m^2}{4} \right) \right],$$

$$D_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m) = \frac{1}{36} \left[0,9 + 0,2h_m^2 - \frac{h_m Q}{20\sqrt{\pi}} \exp \times \right. \\ \left. \times \left(-\frac{h_m^2}{4} \right) - \frac{Q^2}{4\pi} \exp \left(-\frac{h_m^2}{2} \right) \right],$$

где $\varepsilon_1^1 = \frac{\varepsilon_1}{\sigma_x \tau^2}$, $\xi = \frac{2a_1 t}{\tau}$ и $\tau = a\Delta$.

Как видно из приведенных выражений, безразмерный шаг τ влияет только на масштаб погрешности.

Аналитические выражения для безусловного распределения погрешности

$$F(\varepsilon_1) = \int_{-\infty}^{\infty} W(H_m) F_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m) dH_m$$

и его моментов для рассматриваемых корреляционных функций здесь не приводятся в виду их громоздкости.

На рис. 2 для первого и второго случаев приведены зависимости математического ожидания $M_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m)$ и дисперсии $D_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m)$

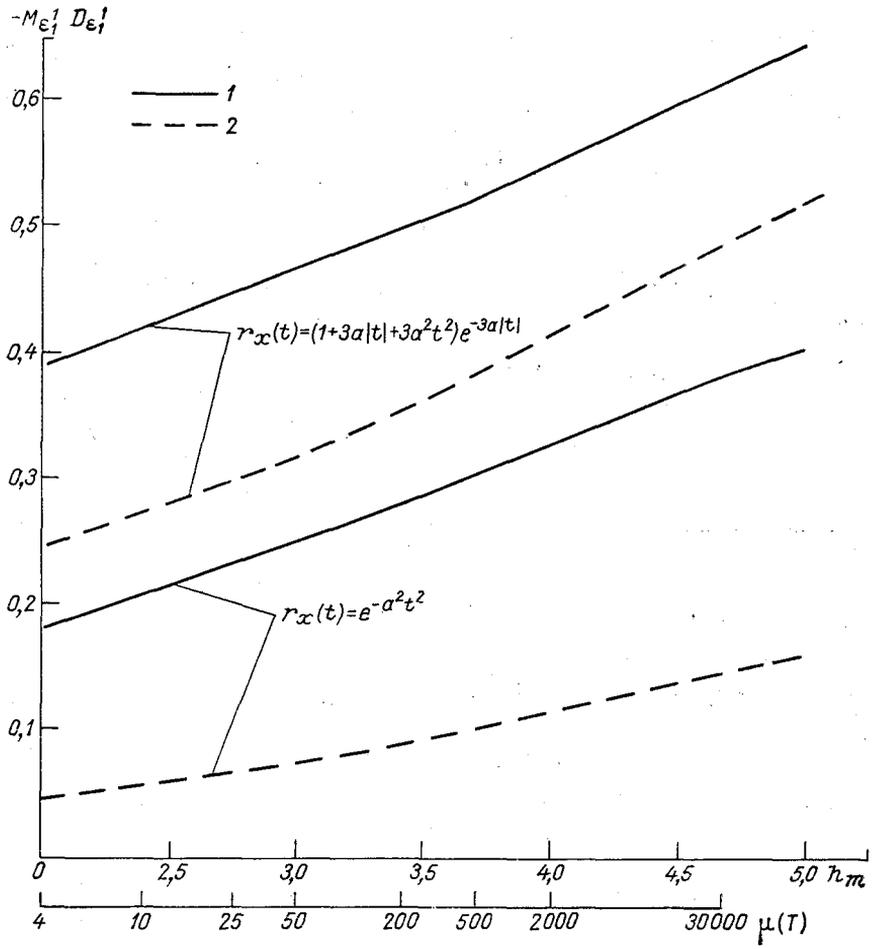


Рис. 2. Математическое ожидание (1) и дисперсия (2) погрешности ε_1^1 .

погрешности ε_1^1 от уровня h_m (кривые 1 и 2), а на рис. 3 — распределения $F_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m)$ от величины ε_1^1 при различных значениях m . Зависимости безусловных моментов $M(\varepsilon_1^1)$ и $D(\varepsilon_1^1)$ от числа пересечений $\mu(T)$ и распределения $F(\varepsilon_1^1)$ от ε_1^1 практически совпадают с соответствующими условными погрешностями при $\bar{h}_m = h_m$, где

$$\bar{h}_m = \frac{M(H_m)}{\sigma_x} = \sqrt{2 \ln \mu(T)} + \frac{0,577}{\sqrt{2 \ln \mu(T)}} \quad (6)$$

— нормированное математическое ожидание абсолютного максимума, что позволяет использовать построенные кривые с учетом (6) для оценки этих статистических характеристик.

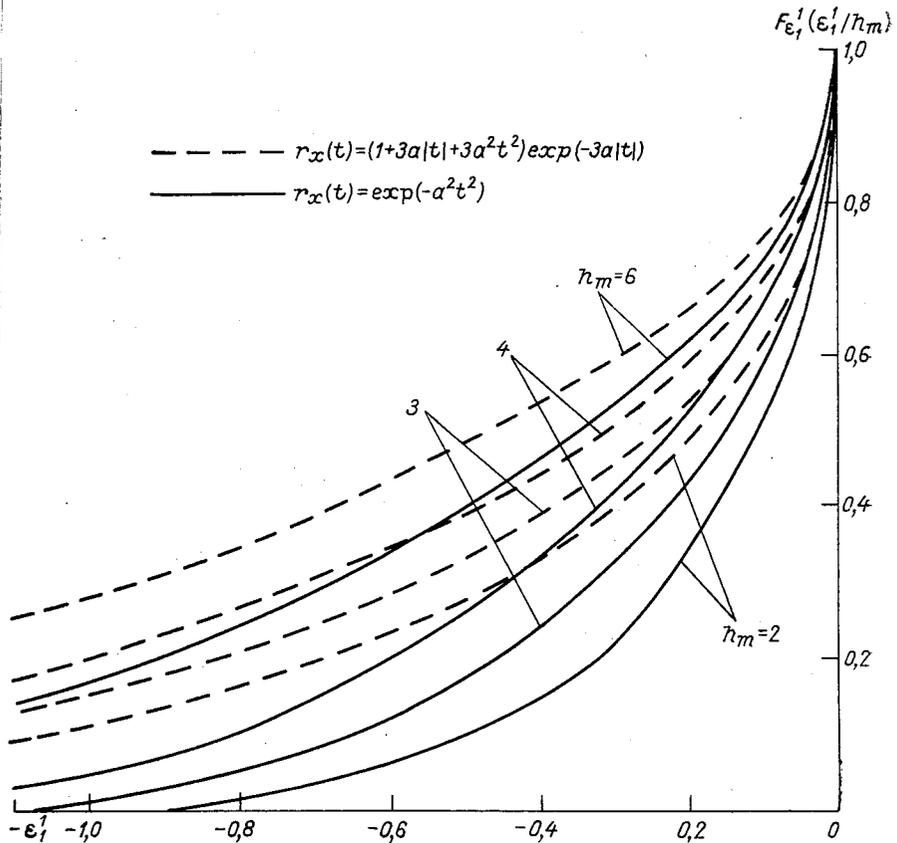


Рис. 3. Интегральные распределения погрешности ε_1^1 .

Выражение (3) не учитывает того факта, что максимум дискретной последовательности не обязательно соответствует отсчету, ближайшему к моменту t_{m1} , т. е. при дискретных измерениях может иметь место пропуск наибольшего выброса непрерывного процесса. Вероятность этого тем больше, чем больше интервал между отсчетами Δ . Поэтому в общем случае погрешность определения абсолютного экстремума по дискретным измерениям ε меньше, чем ε_1 и выражение (3) дает оценку сверху. Для получения уточненной оценки введем в рассмотрение погрешность δ_2 равную $\eta_2 + \varepsilon_2$, где η_2 — отклонение наибольшего после H_m выброса за интервал T (равного x_{m2}) от абсолютного максимума H_m , $\varepsilon_2 \approx \frac{1}{2} l_1^2 x_2''$ — погрешность определения величины x_{m2} по ближайшему дискретному отсчету, аналогичная погрешности ε_1 (см. рис. 1).

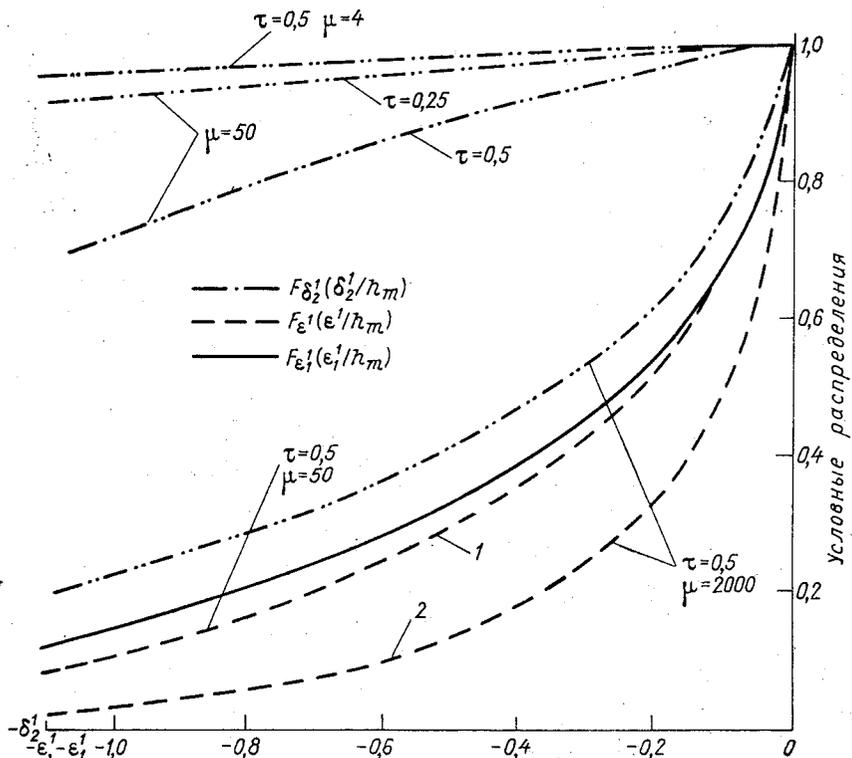


Рис. 4. Условные распределения для функции $r_x(t) = (1 + 3a|t| + 3a^2t^2) \times \exp(-3a|t|)$ при $h_m = 3$.

Для уровня $c = \frac{C}{\sigma_x} \gg 1$ распределение временного интервала Δ между выбросом нормального процесса за данный уровень i -тым последующим выбросом имеет вид [1]

$$W_{s_n}(s_n/c) = \frac{1}{(i-1)!} [s_n n(c)]^{i-1} \exp[-s_n n(c)], \quad (7)$$

где $n(c) = \frac{\sqrt{-r_0''}}{2\pi} \exp\left(-\frac{c^2}{2}\right)$ — среднее число пересечений процессом $x(t)$ уровня c в единицу времени.

Поскольку интервал между отсчетами Δ выбирается много меньшим интервала корреляции процесса, из (7) несложно получить, что при большом интервале T , т. е. значениях H_m и x_{m2} заметно больших σ_x , сдвиги l_1 и l_2 можно принять некоррелированными между собой и распределенными равномерно. Также практи-

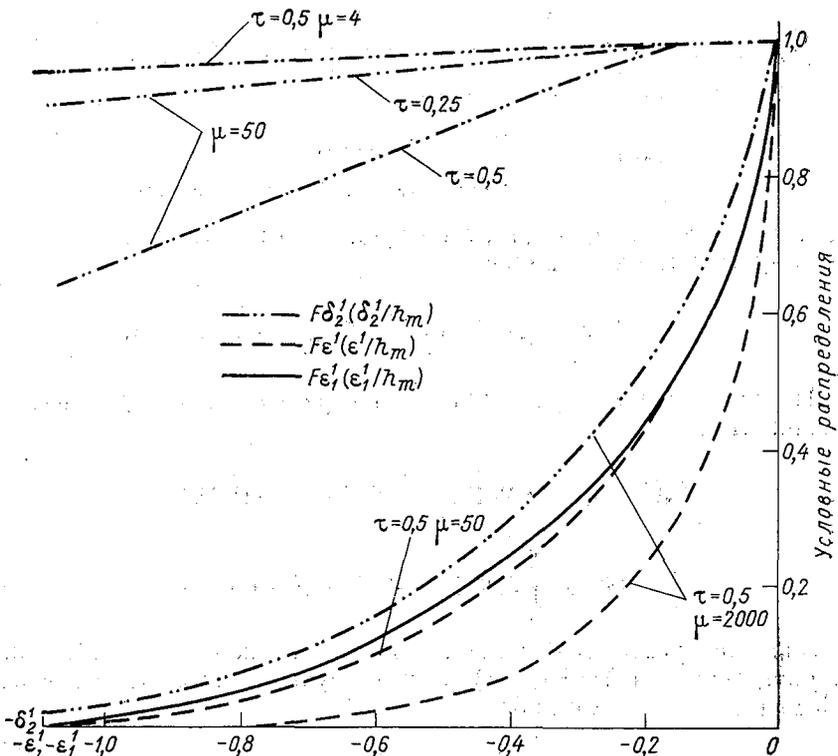


Рис. 5. Условные распределения для функции $r_x(t) = \exp(-a^2 t^2)$ при $h_m = 3$.

чески независимыми являются значения второй производной x_1'' и x_2'' , а следовательно, и ошибки ε_1 и δ_2 .

Условное распределение ошибки δ_2 при значении абсолютной максимума, равного H_m , имеет вид

$$W_{\delta_2}(\delta_2/H_m) = \int_{-\infty}^0 W_{\eta_2}(\eta_2/H_m) W_{\varepsilon_2}(\varepsilon_2/x_{m2}), \quad (8)$$

где $x_{m2} = H_m + \eta_2$.

Распределение $W_{\varepsilon_2}(\varepsilon_2/x_{m2})$ определяется аналогично $W_{\varepsilon_1}(\varepsilon_1/H_m)$ в выражении (3). Условное распределение $W_{\eta_2}(\eta_2/H_m)$ погрешности η_2 легко найти, зная распределение величины x_{m2} , при условии что абсолютный максимум равен H_m . Последнее равно

$$W_{x_{m2}}(x_{m2}/H_m) = \begin{cases} 0 & \text{при } x_{m2} \geq H_m, \\ \left[\int_{-\infty}^{H_m} W(H_m) dH_m \right]^{-1} W(x_{m2}) & \text{при } x_{m2} < H_m \end{cases}$$

и представляет собой усеченное распределение $W(H_m)$.

С учетом сказанного получаем

$$W_{\eta_2}(\eta_2/H_m) = \begin{cases} 0 & \text{при } \eta_2 \geq 0, \\ k y_1 \exp(y - y_1) & \text{при } \eta_2 < 0, \end{cases} \quad (9)$$

где $y_1 = \exp[k^2 - k(H_m + \eta_2)]$, а y определено в (4).

Безусловное распределение

$$W(\eta_2) = \int_{-\infty}^{\infty} W(H_m) W_{\eta_2}(\eta_2/H_m) dH_m = k \exp(k \eta_2). \quad (9')$$

Из (8) и (9) нетрудно найти интегральное распределение погрешности δ_2

$$F_{\delta_2}(\delta_2/H_m) = k \exp(y) \int_{-\infty}^{\delta_2} y_1 \exp(-y_1) d\eta_2 + \\ + k \exp(y) \int_{\delta_2}^0 y_1 \exp(-y_1) F_{\varepsilon_2}(\varepsilon_2/x_{m2}) d\eta_2. \quad (10)$$

Зная распределения ошибок ε_1 и δ_2 , несложно при $\eta_2 \leq 0$ найти распределение $F(\delta) = P(\varepsilon < \delta)$ результирующей погрешности ε , равной меньшей из этих ошибок

$$F_{\varepsilon}(\delta) = F_{\varepsilon_1}(\delta) F_{\delta_2}(\delta). \quad (11)$$

При необходимости полученная оценка может быть дополнительно уточнена путем привлечения погрешности δ_3 для третьего по величине выброса.

Для корреляционных функций вида (5) на рис. 4 и (5') на рис. 5 приведены зависимости условных интегральных распределений $F_{\delta_2^1}(\delta_2^1/h_m)$, $F_{\varepsilon^1}(\varepsilon^1/h_m)$ и $F_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m)$ от величин $\delta_2^1 = \frac{\delta_2}{\sigma_x \tau^2}$, $\varepsilon^1 = \frac{\varepsilon}{\sigma_x \tau^2}$ и $\varepsilon_1^1 = \frac{\varepsilon_1}{\sigma_x \tau^2}$ при различных значениях τ , $\mu(T)$ и h_m . Из графиков видно, что учет второго максимума при значениях $\mu(T)$ таких, что $\bar{h}_m \leq h_m$, почти не влияет на распределение результирующей погрешности $F_{\varepsilon^1}(\varepsilon^1/h_m)$. Заметное уточнение результирующего распределения наблюдается только при достаточно большом шаге дискретизации $\tau=0,5$, т. е. $\Delta=0,5a^{-1} \approx 0,55\tau_h$ (кривые 1). Целесообразность второго приближения зависит от величин Δ и $\mu(T)$ и возрастает с их увеличением. Как видно из рис. 4 и 5, существенное уточнение имеет место в случае определения погрешности измерения максимумов много меньших \bar{h}_m для наблюдаемого интервала T (кривые 2). Математическое ожидание $M_{\varepsilon^1}(\varepsilon^1/h_m)$ в последнем случае составляет $0,5 M_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m)$ и $0,55 M_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m)$ для функций

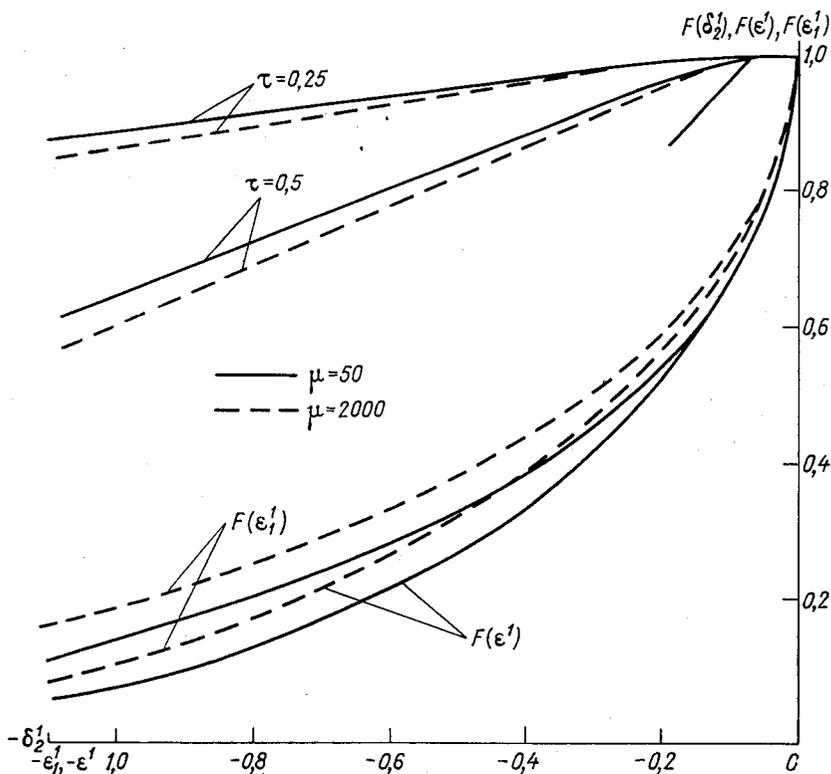


Рис. 6. Безусловные распределения для функции $r_x(t) = (1 + 3a|t| + 3a^2t^2) \times \exp(-3a|t|)$.

(5) и (5') соответственно (при $\tau=0,5$). В то же время аналогичные величины при $\bar{h}_m=h_m$ и $\tau=0,5$ равны $0,9M_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m)$ и $0,95M_{\varepsilon_1^1}(\varepsilon_1^1/h_m)$.

На рис. 6 и 7 для рассматриваемых функций $R_x(t)$ построены безусловные распределения $F(\delta_2^1)$, $F(\varepsilon^1)$ и $F(\varepsilon_1^1)$ при тех же значениях τ и $\mu(T)$. Как и в первом случае, учет распределения $F(\delta_2^1)$ сказывается мало при значениях Δ , меньших половины интервала корреляции процесса.

Выше полагалось, что при определении абсолютного максимума процесса $x(t)$ по дискретным данным, используется просто выбор наибольшего значения дискретной последовательности. В общем случае можно применять более сложные алгоритмы, использующие не линейную, а более сложную локальную интерполяцию по дискретным отсчетам (например, параболическую интерполяцию по трем отсчетам). Аппроксимация выбросов в этом случае требуется

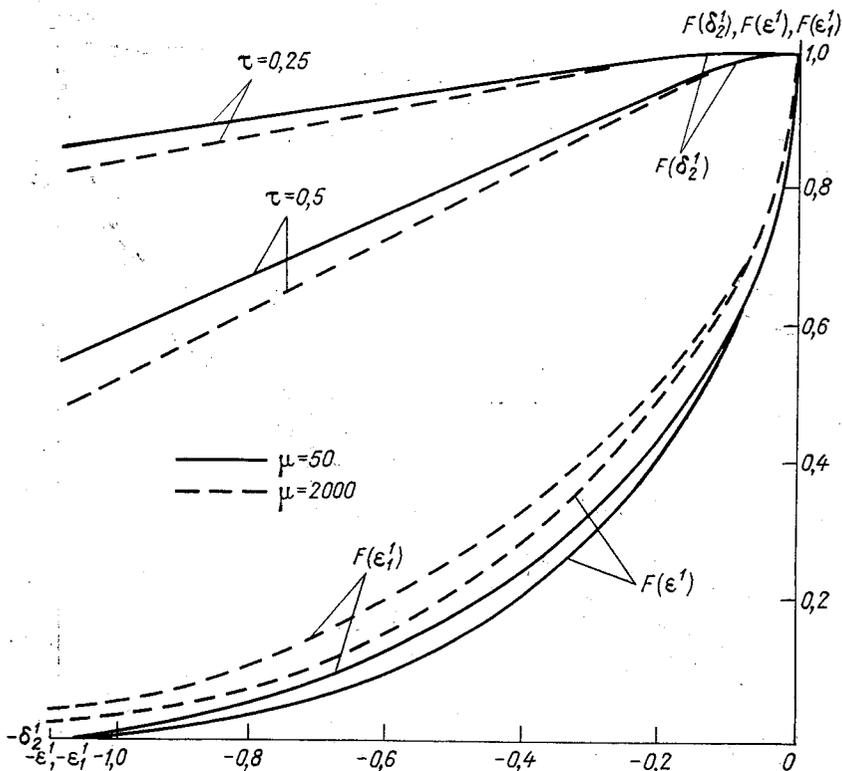


Рис. 7. Безусловные распределения для функции $r_x(t) = \exp(-a^2 t^2)$.

е параболическая, а более точная. Например, возможно получение выражения для распределения погрешности ε_1 через многомерное распределение (максимума и ближайших к нему отсчетов процесса). Следует отметить, что в этом случае для упрощения вычислений многомерных интегралов, можно воспользоваться приближенным методом [4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крамер Г., Лидбеттер М. Стационарные случайные процессы. М., «Мир», 1969, с. 398.
2. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. М., «Сов. радио», 1974, с. 552.
3. Анискин Л. В., Персин С. М. О погрешности измерения экстремальных значений случайного процесса. — «Тр. ГГО», 1972, вып. 292, с. 12—25.
4. Судаков Р. С., Чеканов А. Н. Приближенный метод вычисления многомерных нормальных интервалов в задачах надежности. «Техническая кибернетика», 1972, № 1, с. 127—136.
5. Тихонов В. И. Выбросы случайных процессов. М., «Наука», 1970, с. 392.
6. Gramer H. A limit theorem for the maximum values of certain stochastic processes. — «Теория вероятности и ее применение», т. 10, вып. 1, 1965, с. 137—139.

СОДЕРЖАНИЕ

Е. В. Романов. Принципы размещения и особенности эксплуатации КРАМС в аэропортах	
Л. В. Анискин, С. М. Персин. О распределении абсолютного экстремума случайного процесса	16
В. Е. Боханов. Анализ изменчивости посадочных минимумов по высоте при установленных значениях запаса времени	16
И. А. Арбузов, Н. Г. Протопопов. Работа винтового анемометра в стационарном потоке при наличии боковой составляющей скорости ветра	21
Л. П. Афиногенов. О влиянии собственных шумов измерительной аппаратуры на результаты пульсационных измерений	33
А. А. Боровиков, С. М. Стернзат. Измерение разностей температур теплобалансовой установкой	36
И. Б. Фогельсон. Дистанционность работы диодных и транзисторных термопреобразователей	41
Б. Л. Кожевников. Результаты эксперимента с регистраторами фазовых пленок увлажнения	49
С. И. Грушин, Ю. П. Петров. Индикаторные устройства для отображения метеорологической обстановки	55
Н. Г. Поликахина, Е. В. Романов. Трехканальный пульсационный комплекс	67
И. Б. Фогельсон, М. Л. Крецер, С. М. Стернзат. Многоэлементные транзисторные термопреобразователи	73
С. Б. Гуртман, С. М. Стернзат. Автоматические интеграторы на базе водородных электролитических элементов	88
Ю. В. Роголев. Оценка погрешности центрального устройства станции КРАМС по результатам поверки каналов измерения температуры и влажности воздуха	97
Л. В. Анискин, С. М. Персин. О погрешности определения абсолютного экстремума случайного процесса по дискретным измерениям	110