

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИИ И КОНТРОЛЮ
ПРИРОДНОЙ СРЕДЫ

ТРУДЫ
ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ГЛАВНОЙ ГЕОФИЗИЧЕСКОЙ ОБСЕРВАТОРИИ
им. А. И. ВОЕЙКОВА

Выпуск

413

АППАРАТУРА И МЕТОДЫ
МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

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



ЛЕНИНГРАД ГИДРОМЕТЕОИЗДАТ 1980

Сборник посвящен вопросам разработки новых средств и методов измерения как для широкого применения на сети метеорологических станций, так и для научных исследований; уделяется внимание дальнейшей автоматизации процессов получения и обработки метеорологической информации, особенно в области обслуживания авиации. Рассматриваются отдельные вопросы эксплуатации новых метеорологических приборов.

Сборник рассчитан на специалистов, занимающихся разработкой средств и методов измерений и исследованиями в приземном слое атмосферы, работников гидрометеорологической сети, связанных с эксплуатацией новых приборов, а также на преподавателей и студентов гидрометеорологических вузов и техникумов.

Development of new means and techniques to be used for measurements all over the meteorological network of stations as well as for scientific research are discussed in the publication. Much consideration is given to the problem of further automation obtaining and processing of meteorological information, particularly in the field of aviation service. Some questions of new meteorological instruments maintenance are discussed.

The book is intended for specialists involved in the development of the instruments and measuring techniques and in studies of the surface layer of the atmosphere. It will be useful to hydrometeorological network personnel responsible for maintenance of new instruments, for teachers and students of meteorological institutes and technical schools.

Ленинградский
Гидрометеорологический ин-т
БИБЛИОТЕКА
Л-д 193196, Малоохтенский пр., 98

С. И. Грушин, Е. В. Романов

МОДЕРНИЗАЦИЯ СТАНЦИИ КРАМС

Автоматическая метеорологическая станция КРАМС [1] получает все более широкое распространение в аэродромных метеорологических подразделениях, обеспечивая автоматизацию значительной части работ по сбору, обработке и представлению информации о наиболее важных для авиации метеорологических параметрах на территории аэропорта. В процессе эксплуатации выявлен ряд конструктивных недостатков, а также несоответствие функциональных возможностей КРАМС требованиям к оперативному обслуживанию авиации. Для повышения эффективности использования станции осуществляется ее доработка, позволяющая устранить ряд отличий технологии работы АМСГ и последовательности получения информации в КРАМС [2]; на местах эксплуатации путем изменения программы обеспечиваются уменьшение длительности цикла обновления данных о метеорологической дальности видимости, высоте нижней границы облаков и параметрах ветра до 2 мин (вместо 5—6 мин), 15-минутный режим измерений, сдвиг моментов измерения и передачи информации относительно целого часа на любое время, возможность повторения передачи данных на индикатор по требованию оператора.

Наиболее серьезным недостатком КРАМС остается отсутствие данных о важнейшем параметре — видимости огней высокой интенсивности (ОВИ), определение которого регламентировано требованиями ИКАО. Кроме того, способы получения и формы представления данных о ряде величин не вполне соответствуют существующим требованиям. В частности, высота нижней границы облаков (ВНГО) должна определяться на основе нескольких циклов светолокации в течение 1—1,5 мин, данные о средней и максимальной скорости ветра необходимо иметь для скользящего 2-минутного интервала. Результаты измерений ВНГО и атмосферного давления должны содержать поправку на разность уровня установки соответствующих измерительных средств и уровня рабочего старта ВПП.

В отдельную группу можно выделить недостатки, связанные с невысокой надежностью отдельных узлов, сложностью ремонта

и работы со станцией. Здесь следует особо отметить сложность конструкции блока вторичных преобразователей параметров ветра и измерительного пульта, невысокую надежность датчиков ВНГО и прозрачности атмосферы, трудности оперативного ремонта центрального устройства. Работа по совершенствованию отдельных узлов проводится непрерывно. Например, уже в процессе серийного производства полностью переработана конструкция индикаторного устройства (ИУ), осуществлен переход на новый измеритель дальности видимости РДВ-3.

Устранение многих выявленных в процессе эксплуатации КРАМС недостатков связано со значительной переработкой конструкции станции. Модернизация КРАМС была выполнена в 1975—1976 гг. Главной геофизической обсерваторией им. А. И. Воейкова совместно с Рижским опытным заводом гидрометприборов и включала следующие мероприятия:

1) полностью переработана программа работы станции. В программе основное внимание уделено повышению достоверности форм представления и скорости передачи данных, поступающих на индикаторное устройство;

2) в центральном устройстве (ЦУ) изменена конструкция пульта ручного управления, причем обеспечена возможность ввода чисел в оперативную память и их проверки в любой момент времени независимо от занятости центрального устройства;

3) в ЦУ внесены изменения, направленные на увеличение возможностей станции и повышение надежности работы ЦУ. В частности, объем постоянной памяти увеличен до 4800 слов, в измерительно-кодирующем устройстве введен образцовый источник напряжения для коррекции погрешностей при измерении напряжения, усовершенствованы цепи останова по сбою;

4) разработан новый блок вторичных преобразователей параметров ветра. В нем использован аналоговый принцип получения напряжения, пропорционального средней и максимальной скорости ветра. Сведения о преобразователе имеются в [3, 4]. Кроме того, расстояние до датчика направления ветра увеличено до трех километров;

5) разработан новый измерительный пульт, обеспечивающий сбор информации при отказе центрального устройства. В нем главное внимание уделено оперативности работы с датчиками ВНГО и дальности видимости. Нажатием кнопки на панели пульта обеспечивается соединение через дистанционный блок одного из датчиков с пультом РДВ-3 или пультом дистанционного управления датчика ВНГО;

6) в станции используются малогабаритные индикаторные устройства [5], обеспечивающие дополнительно индикацию дальности ОВИ и видимости на середине ВПП;

7) импульсный светолокатор ИВО заменен более совершенной моделью РВО-2, имеющей, в частности, обогрев защитных стекол;

8) датчик температуры и влажности разделен на два конструк-

ивных блока, что позволяет в летнее время снимать гигрометр, оставляя на мачте только психрометр.

Ниже рассмотрены первые два раздела мероприятий по модернизации станции. Программа работы по сравнению с серийной станцией имеет следующие особенности:

1) введен 15-минутный режим работы (вместо 10-минутного), сохранен получасовой режим измерений для ИУ и обеспечена возможность произвольного сдвига начала измерений и последующей передачи на любое время, кратное минуте. Для этого в оперативной памяти, кроме истинного времени, ведется учет «фиктивного» времени, по которому выявляется момент начала измерений. При установке фиктивного времени со сдвигом по отношению к истинному осуществляется сдвиг на такое же время момента начала измерений (и передачи данных). Практически в аэропортах требуется опережение момента выдачи данных на пять или десять минут по отношению к целому часу. С учетом затрат времени на измерение и передачу (около двух минут) в ячейку фиктивного времени при запуске станции записывается время, большее на семь или двенадцать минут истинного времени;

2) в программе предусмотрен режим работы без выключения датчиков ВНГО, что позволяет передавать информацию на ИУ через 1,5—2 мин после вызова. По указанию оператора вызов на ИУ может автоматически повторяться, вследствие чего появляется режим, по существу, непрерывной работы с интервалами между передачами около 2 мин. В этом режиме каждый раз обновляются данные только по ВНГО, видимости, скорости и направлению ветра. Измерение температуры, влажности и давления производится только в 15-минутные сроки. На время этих измерений (1,5 мин) дополнительно задерживается передача на ИУ. Разработан вариант программы, обеспечивающий обновление основной информации на ИУ через минуту, что соответствует требованиям к метеообеспечению при полетах по минимумам второй категории. В таком режиме работы измерение температуры, влажности и давления не производится, эта информация должна обновляться ручным вводом;

3) изменена методика измерения и обработки ВНГО и дальности видимости. В 15-минутные сроки ВНГО определяется по минимальному из четырех отсчетов для каждого датчика, а дальность видимости осредняется по двум отсчетам. При вызове обработка производится по двум отсчетам для ВНГО и одному отсчету для видимости;

4) в программу включено вычисление видимости огней высокой интенсивности (ОВИ). Данные о яркости огней и фона вводятся в виде одного коэффициента в оперативную память. Расчет производится по минимальному из показаний трех датчиков РДВ-3 при дальности видимости более 1000 м и по минимальному из показаний двух датчиков при видимости менее 1000 м. Имеется вариант программы, обеспечивающий вычисление и передачу

дальности видимости светового ориентира вместо метеорологической дальности видимости (для ночи и сумерек);

5) в программе предусмотрены приведение давления к уровню рабочего старта и ввод поправки в показания датчика ВНГО, учитывая разность уровней датчика и старта ВПП;

6) предусмотрена возможность передачи данных на ИУ и телеграфный аппарат по требованию оператора без дополнительных измерений. Это позволяет предварительно проконтролировать результаты измерений до передачи на телеграфный аппарат узла связи и индикаторное устройство диспетчера.

Угруппированная блок-схема программы изображена на рис. 1. Непосредственное построение программы оказывают влияние особенности подсчета

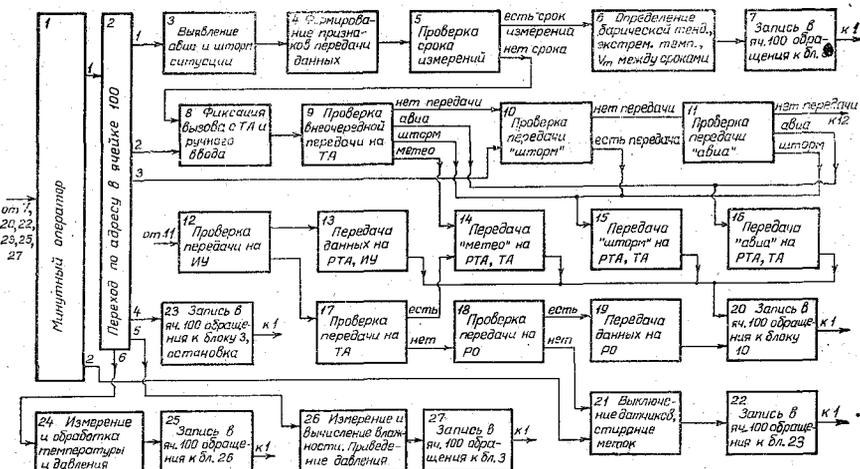


Рис. 1. Блок-схема программы КРАМС.

времени в центральном устройстве ЦУ по минутным сигналам от датчика времени. В ЦУ имеется возможность запомнить только один минутный сигнал. Если он программой не учтен до начала следующей минуты, то два минутных сигнала воспринимаются как один и возникает ошибка в подсчете времени. Это обстоятельство, а также необходимость выполнения некоторых операций каждые одну или две минуты заставляют разбивать программу на участки так, чтобы время прохождения каждого участка было меньше минуты. В конце участка организуется обращение к оператору, условно названному минутным, в котором проверяется поступление минуты, ведутся подсчет времени и другие действия, являющиеся наиболее срочной задачей станции. Схема минутного оператора приведена на рис. 2.

Оператор начинается с проверки вызова от ручного телеграфного аппарата (РТА). При вызове организуется передача на ИУ и РТА тех данных, которые имеются в оперативной памяти. Этот участок программы позволяет передать информацию на выносные

ИУ после ручного ввода и проверки результатов измерений оператором. Затем следуют проверка и фиксация в памяти вызова от ИУ и проверка поступления минутного сигнала. Если минутный сигнал поступил, то в запоминающее устройство ЗУ записывается метка $E=0$ и блоком 4 выполняется подсчет времени (минуты, часы, день, месяц). При отсутствии минутного сигнала в ЗУ записывается $E=1$, обходятся блоки 4—6 и выполняется блок 10, в котором проверяется логическая метка B вызова с ИУ. При отсутствии вызова ($B=0$) происходит переход к блоку 21.

Измерение и обработка параметров ветра производятся каждую четную минуту. Результатом работы блока 5 является средняя и максимальная скорость ветра за две минуты, составляющая максимальной скорости за две минуты и направление ветра. Следующий блок выполняет разветвление программы при приближении к 15-минутному сроку измерений, который определяется по

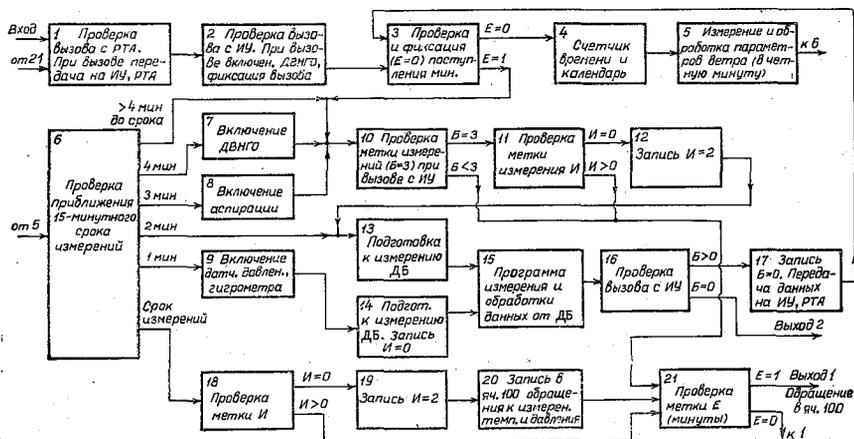


Рис. 2. Блок-схема минутного оператора.

«фиктивному» времени. Если остается более 4 мин до срока, то выполняются операторы, связанные с работой по вызову от ИУ (блоки 10—12). За 4 мин до срока измерений включается датчик ВНГО, за 3 мин — аспирация датчика температуры и влажности воздуха. В следующую минуту производится измерение и обработка показаний датчиков, подключенных к дистанционному блоку (ДБ). По окончании стандартной программы 15 в ЗУ имеются полностью обработанные данные о ВНГО, дальности видимости и видимости ОВИ. Обработка выполняется по двум отсчетам для каждого датчика ВНГО и по одному отсчету для датчиков прозрачности атмосферы. За минуту до срока включается питание датчика давления и гигрометра (блок 9) и повторяется измерение и обработка данных от ДБ. Разница состоит в том, что в обработке участвуют дополнительно результаты измерений в предыдущую минуту, т. е. используются по четыре отсчета по каждому дат-

чику ВНГО и по два отсчета по датчикам прозрачности атмосферы.

В срок измерений выполняются блоки 18—20. Метка И введена для того, чтобы исключить многократное повторение одних и тех же участков программы в случаях, когда идут измерения

Всегда, кроме непосредственно срока измерений, минутный оператор обеспечивает передачу данных на ИУ по вызову. В блоке 10 по значению метки Б производится проверка вызова и готовности датчика ВНГО к измерениям. Метка $B=1$, если поступил вызов с ИУ, а датчик ВНГО был выключен; каждую минуту $B \neq 0$ увеличивается на единицу в блоке 6. В режиме без выключения питания датчика ВНГО при вызове с ИУ сразу фиксируется $B=3$. Если метка $B=3$, а метка $I=0$, т. е. ЦУ не занято измерениями, выполняются блоки 13, 15, 16. При отсутствии вызова или в случае, когда датчик ВНГО не готов к измерениям ($B < 3$) а также при измерениях ($I > 0$) после блоков 10 и 11 измерение и обработка данных от ДБ обходится и производится обращение к выходному блоку минутного оператора.

После выполнения стандартной программы 15 всегда проверяется поступление вызова от ИУ. Это связано с тем, что один и тот же участок программы (блоки 13—15) работает и при вызове, и в сроки измерений. Блок 16 позволяет разделить эти ситуации. Если вызова нет ($B=0$), минутный оператор заканчивается, причем в этом случае обходится выходной блок 21. При вызове, когда метка $B > 0$, выполняется передача данных на ИУ и РТА и затем работа минутного оператора повторяется, начиная с блока 3. Повторение необходимо в связи с тем, что участок программы, включающий блоки 15—17, занимает значительное время.

При вызове передача на ИУ производится после одного обращения к программе измерения и обработки данных от ДБ, т. е. при обработке используются два отсчета для каждого датчика ВНГО и один отсчет для каждого из трех датчиков прозрачности атмосферы. Исключение составляет случай, когда вызов предшествует выполнению блока 14.

Минутный оператор заканчивается проверкой метки Е, фиксирующей выявление поступления минутного сигнала в процессе выполнения оператора (блок 21). При $E=1$ (минутного сигнала не было) оператор заканчивается выходом в адрес 100 ЗУ. Если минутный сигнал был принят ($E=0$), то минутный оператор повторяется, начиная с первого блока. Это связано с тем, что при наличии минутного сигнала сам оператор занимает время, сравнимое с минутой, и после его выполнения требуется снова проверить поступление минутного сигнала.

Следует обратить внимание на то, что минутный оператор выполняет всю наиболее срочную работу: определение ВНГО, видимости, скорости и направления ветра, передачу этих данных на ИУ, быстрое повторение передачи на ИУ после проверки и исправления информации. Остальная часть общей программы (рис. 1) занята менее срочными операциями — выявлением штор-

овой ситуации, измерением и обработкой данных о давлении, температуре и влажности воздуха, передачей сведений на речевой ответчик и телеграфный аппарат, выключением питания датчиков.

Как отмечалось выше, минутный оператор заканчивается выодом в ячейку 100 ЗУ, где указан начальный адрес блока, выполняемого после минутного оператора (блок 2 на рис. 1). Если минутный оператор выполняется после остановки ЦУ, то в ячейке 00 записан переход к блоку 3. Рассмотрим простейший путь программы, когда не наступил срок измерений, и не нужно передавать данные на внешние устройства.

В блоке 3 производится проверка и фиксация в оперативной памяти в виде меток штормовой ситуации или окончания штормовой ситуации по ВНГО, видимости, скорости ветра. Здесь же проверяется срабатывание датчика близких гроз. Проверка штормовой ситуации выполняется всегда, независимо от измерения отдельных параметров. Следующий блок по положению переключателя режимов работы ЦУ и «фиктивному» времени выявляет моменты передачи данных на внешние устройства и записывает в ЗУ соответствующие метки. Эти метки проверяются в блоках 12, 17, 18. После блока 5 при отсутствии срока измерения производится проверка вызова от телеграфного аппарата (ТА) и фиксация в ЗУ ручного ввода по опасным явлениям, погоде, количеству и форме облаков. Ручной ввод по остальным параметрам фиксируется или перед передачей на ИУ, или перед выявлением штормовой ситуации в блоке 3.

Блоки 9—20 обеспечивают передачу данных на ИУ, ТА или речевой ответчик по требованию оператора (блок 9), при наличии меток «шторм» или «авиа» (блоки 10, 11), в заданные сроки передачи и при вызове на ТА (блоки 12, 17, 18). При отсутствии требования передать информацию на внешние устройства после блока 8 осуществляется переход к блоку 21 через блоки 9—12, 17, 18. Здесь в заданные сроки производится выключение датчиков и всегда стирается значительная часть меток (метки И, Б и др.). После блока 22 выполняется минутный оператор, а затем — остановка программы (блок 23).

В срок измерений программа от блока 5 переходит к блоку 6. В этом блоке определяются величина и характер барической тенденции, минимальная и максимальная температура воздуха, максимальная скорость ветра между синоптическими сроками. Поскольку эти операции занимают значительное время, в адрес 100 ЗУ записывается обращение к блоку 8 и осуществляется переход к минутному оператору.

Особенностью организации работы группы блоков 10—20 является то, что перед передачей метка, на основании которой выполняется данная передача, стирается, а после передачи с помощью блока 20 производится обращение через минутный оператор снова к блоку 10. Это позволяет передавать последовательно телеграммы разных видов и на различные внешние устройства.

При проверке меток окончания штормовой ситуации (блок 1 телеграмма «авиа» передается только в том случае, когда отсутствует штормовая ситуация одновременно по ВНГО, видимость ветру и грозе. Если же есть штормовая ситуация по одному из параметров, а по другому такая ситуация прекратилась, то передается телеграмма «шторм» с указанием номера параметра, по которому прекратилась штормовая ситуация.

При наступлении срока 15-минутных измерений в минутном операторе записывается в адрес 100 ЗУ обращение к блоку 2. В этом случае производится измерение и обработка температур и давления, а затем после минутного оператора выполняется значительный по времени объем работ, связанный с вычислением влажности и приведением давления к уровню моря и к уровню ВПП. В дальнейшем снова осуществляется переход к блоку 3.

Минутный оператор, как правило, заканчивается обращением к блоку 2. Единственный случай, когда такой порядок нарушается: связан с необходимостью быстро выключить датчики ВНГО после измерения ДБ. Здесь после минутного оператора производится обращение к блоку 21, 22.

Основные технические изменения в ЦУ произошли в пульте ручного управления (ПРУ) в связи с обеспечением ввода и проверки чисел во время хода программы. Принципиальная схема ключа представлена на рис. 3. Переключатель «Проверка числа — ввод числа» устанавливается в одно из двух положений; в положении «Проверка» при нажатии кнопки «Ввод числа» срабатывает усилитель АС28, импульсом тока которого вводится в дешифратор кода операций (ДКО) команда 00. В положении переключателя «ввод числа» при нажатии той же кнопки в ДКО вводится команда 08 усилителем АС27. Выполнение команд обеспечивается следующим оборудованием управляющего ключа: ферритами DS26—DS29, усилителями AD22—AD26, AD28, AD33; AC27—AC31.

Команды 00 08 могут выполняться как во время хода программы (перед тактом 5 а любой ответной и безответной команды), так и в тактах команды ожидания; при этом управляющий ключ работает по-разному. Если кнопка «Ввод числа» нажата в тактах команды ожидания, импульс тока усилителя AD28 распределяется по нижней ветви ключа K1, подготавливая усилитель AD26. В ближайшем подтакте б' усилитель AD26 срабатывает, запуская усилитель ответа AC31 и подтверждая состояние ключей K0 и K1. Далее импульс усилителя AD26 проходит в зависимости от положения переключателя «Проверка числа — ввод числа» на запуск одного из усилителей AC28 или AC27, подготовку усилителя AD33 и запуск усилителя AC29. Усилитель AC29 выходным импульсом тока готовит ферриты цифрового индикатора ПРУ и запускает ключ на усилительной ячейке AC30. В этом ключе коллектор транзистора (вывод 10) соединен с «минусом» питания, а эмиттер (вывод 11) подключен к земле схемы через сопротивление R1. К точке «А» подключены династические схемы цифрового индикатора ПРУ. При срабатывании ключа AC30 в точке «А» возникает

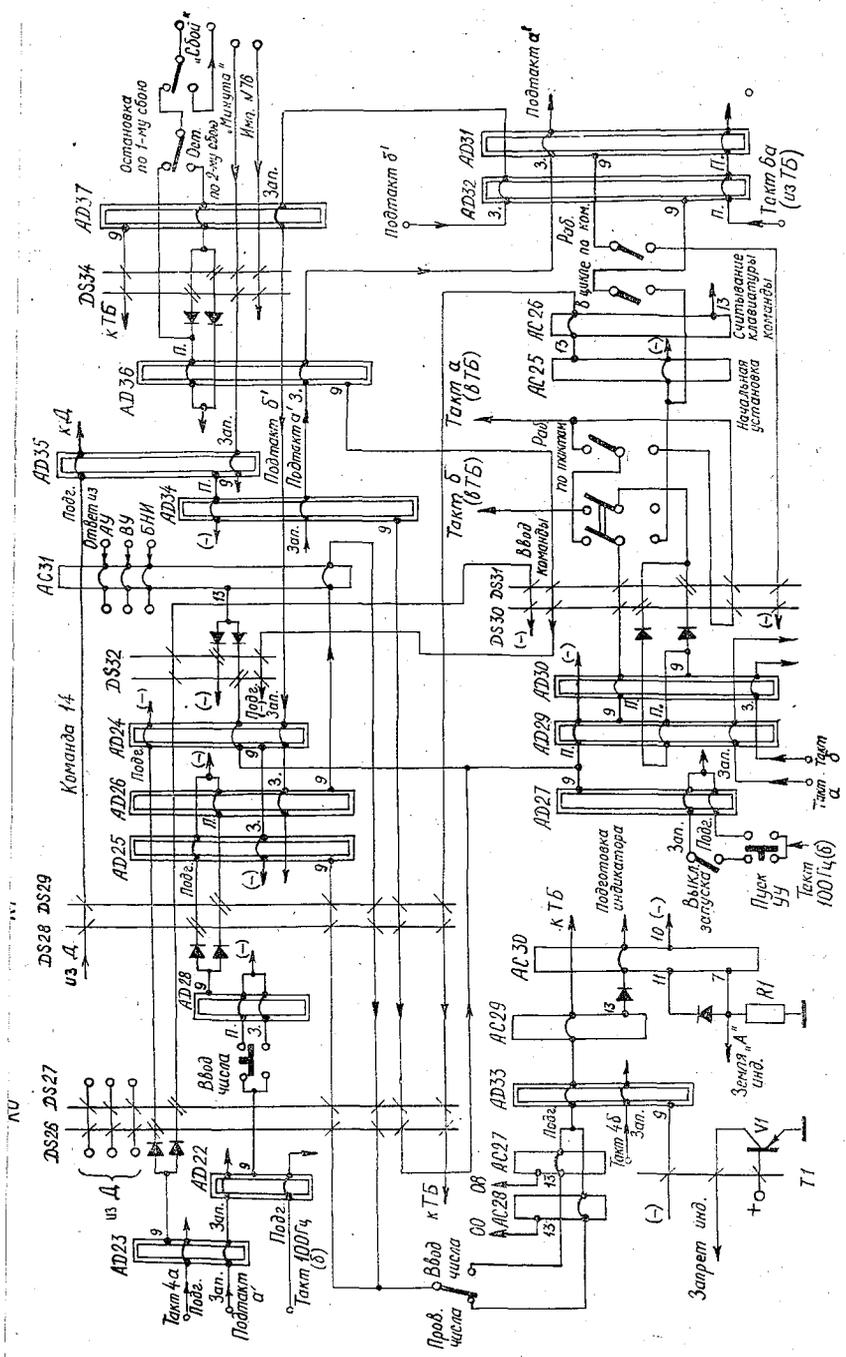


Рис. 3. Схема управляющего ключа КРАМС-М.

отрицательный потенциал и динисторы индикатора выключаются вследствие чего гаснут индикаторные лампы.

Поскольку импульс тока от усилителя *AD26* поступает также на начальную установку тактового блока (ТБ), последний начинает работать с такта *a*, вследствие чего выполняется введенная одним из усилителей *AC28* или *AC27* команда проверки или ввода числа. В такте *4a* инверсный код выполняемой команды поступает в индикатор ПРУ, включая соответствующие лампы. В такте *4б* срабатывает *AD33*, который запускает усилитель на транзисторе *VI*. Этот усилитель вырабатывает импульс тока с положительным фронтом, который медленно перемагничивает ферриты индикатора в том же направлении, что и инверсный код. Благодаря медленному перемагничиванию ни один из выключенных динисторов не срабатывает.

Вследствие стирания ферритов индикатора импульсом с положительным фронтом инверсные коды последующих команд не могут изменить состояния динисторов и информация на индикаторе ПРУ сохраняется вплоть до следующего нажатия кнопки «Ввод числа».

При поступлении импульса «минута» срабатывает усилитель *AD35* и в подтакте *a'* от усилителя *AD34* перестраиваются ключи *K0* и *K1*. Начинает выполняться программа станции.

При нажатии кнопки «Ввод числа» во время хода программы распределение импульса тока *AD28* происходит по верхней ветви и готовится усилитель *AD25*. Его запуск происходит от усилителя *AD24*, который имеет две цепи подготовки — как в безответной (верхняя цепь распределения ключа *K0*), так и в ответной операции (нижняя цепь распределения ключа *DS32*). В подтакте *б* усилитель *AD24* срабатывает, запуская *AD25*. Далее подтверждается состояние ключа *K1*, настраивается ключ *K0* на безответную операцию, производится опрос переключателя «Проверка числа — ввод числа» и ввод команды в ДКО. Дальнейшая работа схем не отличается от описанной выше при выполнении команды *14*.

В управляющем ключе имеется дополнительный ключ на ферритовой ячейке *DS32*, предназначенный для обеспечения четкой остановки по сбоям в ответной команде в случае, когда сбой происходит в такте *4a* обращения за числом. При сбое срабатывает усилитель *AD36*, который перемагничивает вверх ключ тактовой системы на ферритах *DS30* и *DS31* и производит остановку тактов. Кроме того, импульс тока от этого усилителя перестраивает ключ на феррите *DS32* таким образом, что сигнал от усилителя ответа *AC31* поступает по верхней цепи распределения ключа и ложного запуска тактовой системы не происходит.

Работа остального оборудования управляющего ключа модернизированной станции не отличается от работы управляющего ключа КРАМС, рассмотренной в [1].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматическая станция КРАМС/Под ред. М. С. Стернзата, Л. П. Афиногена. — Л.: Гидрометеиздат, 1974. — 217 с.

2. Романов Е. В., Анискин Л. В., Экман В. С. Усовершенствование действующих станций КРАМС. — См. наст сб.

3. Анискин Л. В., Персин С. М. Аналоговый преобразователь средней максимальной скорости ветра. — Труды ГГО, 1973, вып. 313, с. 116—121.

4. Анискин Л. В., Персин С. М. Датчик средней и максимальной скорости ветра. — Труды ГГО, 1974, вып. 342, с. 98—102.

5. Грушин С. И., Петров Ю. П. Индикаторное устройство КРАМС. — Труды ГГО, 1977, вып. 377, с. 3—18.

Е. В. Романов, Л. В. Анискин, В. С. Экман

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ДЕЙСТВУЮЩИХ СТАНЦИЙ КРАМС

Станция КРАМС предназначена для автоматизированного сбора и обработки метеорологической информации в районе аэропорта [1]. Аппаратура КРАМС состоит из центрального устройства (специализированная вычислительная машина), метеорологических датчиков и вспомогательных устройств, обеспечивающих получение и распространение информации. Начиная с 1972 г., станции устанавливаются в аэропортах гражданской авиации. К настоящему времени количество аэропортов, где она эксплуатируется, составляет более 50. Использование станции КРАМС существенно облегчает работу наблюдателей аэродромных метеостанций (АМСГ), повышает точность информации и оперативность представления ее различным подразделениям аэропорта.

Практика работы КРАМС показала, что имеются некоторые трудности, снижающие эффективность ее использования. Эти трудности вызваны главным образом несоответствием режима измерений и выдачи информации КРАМС и режима работы АМСГ. В значительной степени это связано с тем, что за последние 5 лет существенно возросли требования гражданской авиации к объему метеоинформации и периодичности ее обновления [3]. Произошли также некоторые изменения в сроках наблюдений на АМСГ. В связи с вышеизложенным возникла потребность в усовершенствовании действующих станций. Остановимся на этом более подробно.

КРАМС выдает метеоинформацию потребителям автоматически с периодичностью $T=30$ мин (при ухудшении метеоусловий $T=10$ мин). При хороших для авиации метеоусловиях измерения метеоэлементов по программе начинаются ровно в 30 и 60 мин каждого часа. Сначала производится определение параметров ветра за предыдущий 10-минутный интервал — средней и максимальной скорости, направления, составляющей максимальной скорости, перпендикулярной взлетно-посадочной полосе. На все это уходит 15—20 с. Затем последовательно происходит измерение и вычисление метеорологической дальности видимости (МВД) и высоты

ижней границы облаков (ВНГО). Измерения проводятся по каждому параметру дважды (в соответствии с количеством датчиков). Эта операция занимает около 40 с. В дальнейшем производится измерение и обработка температуры и влажности воздуха, атмосферного давления (~40 с). Результаты измерений выдаются по каналам связи за 20—40 с. В итоге обновление метеоинформации в индикаторных устройствах происходит в 02 и 32 мин каждого часа, а при учащенных измерениях — в 02, 12, 22, 32, 42 и 52 мин.

Такой алгоритм программы КРАМС не соответствует установленному на АМСГ режиму работы наблюдателей. На метеостанциях, включенных в систему прямых авиационных связей, авиатгода должна выдаваться потребителям в 25 и 55 мин каждого часа, а на остальных метеостанциях — в 20 и 50 мин каждого

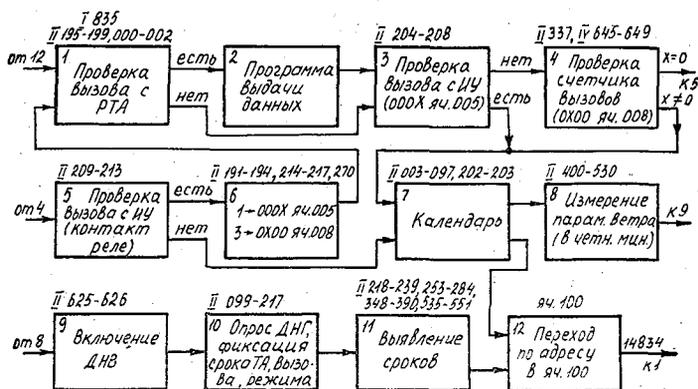


Рис. 1. Блок-схема минутного оператора.

аса. При ухудшении метеоусловий принят учащенный режим измерений: ровно в середине интервалов между получасовыми сроками должна производиться выдача обновленных данных по МДВ, ВНГО и параметра ветра. Для аэропортов II категории в условиях, когда значения ВНГО и МДВ близки к значениям посадочного минимума, требуется, чтобы диспетчеру ежеминутно поступала обновленная информация по указанным параметрам.

Кроме выдачи данных об авиатгоде в определенные сроки, наблюдатели АМСГ должны по запросу диспетчера измерить и выдать значение любого метеоэлемента не позднее чем через 5 мин после запроса. Обычно диспетчера интересует ВНГО, МДВ и параметры ветра.

В станции КРАМС имеется режим работы по запросу. Однако от момента запроса по выдаче информации (обновляется вся информация) проходит 5—6 мин.

С целью улучшения эксплуатационных характеристик КРАМС разработана модернизированная станция КРАМС-М [2] и уже на-

чат ее выпуск. Параллельно с этим в ГГО разработан план мероприятий по усовершенствованию действующих станций КРАМС, который рассчитан на выполнение его силами специализированных мастерских (частично он рассмотрен в [4]).

При разработке плана была поставлена задача улучшения характеристик станции способами, позволяющими решить ее не большими конструктивными и схемными изменениями отдельных узлов. С этой целью усовершенствования произведены главным образом в алгоритме программы КРАМС.

На рис. 1—3 приведена логическая структура программы усовершенствованной станции. Программа станции КРАМС состоит из трех основных операторов: минутного, измерений и окончания программы. Основные операторы программы разбиты на более

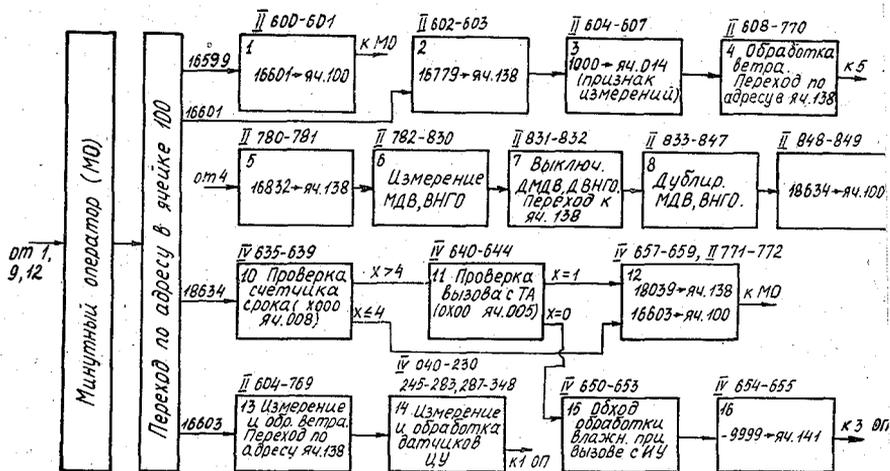


Рис. 2. Блок-схема оператора измерений.

мелкие операторы. На структурных схемах они обозначены цифрами. Над каждым оператором указаны номера ячеек запоминающего устройства, в которых хранятся соответствующие участки программы. Мелкие операторы в свою очередь объединены в группы, по продолжительности не превышающие одну минуту. Это связано с тем, что программа работы станции привязана к минутным сигналам датчика времени. Работа по программе начинается с приходом очередного сигнала и заканчивается ожиданием следующего.

В минутном операторе (рис. 1) ведутся счет времени с дискретностью одна минута и календарь. Каждую минуту выполняются измерения параметров ветра и контроль появления грозы, а также ведется формирование логических ячеек, которые определяют сроки измерений, включения (выключения) датчиков и вспомогательных устройств. Каждую минуту контролируются вызовы с рулон-

ого телеграфного аппарата (РТА) и индикаторного устройства (ИУ). Минутный оператор заканчивается безусловным переходом к сотому адресу оперативного запоминающего устройства. Содержание этого адреса формируется в минутном операторе в зависимости от содержания логических ячеек. Если наступает срок изменения, поступил запрос или возникло опасное для авиации метеорологическое явление, в сотую ячейку заносится команда безусловного перехода 16 599 (обращение к оператору измерений). В противном случае сотая ячейка заполняется командой безусловного перехода 18 348 (обращение к оператору окончания программы).

В операторе измерений (рис. 2) производится опрос всех датчиков, кроме датчиков параметров ветра и грозы, и обработка

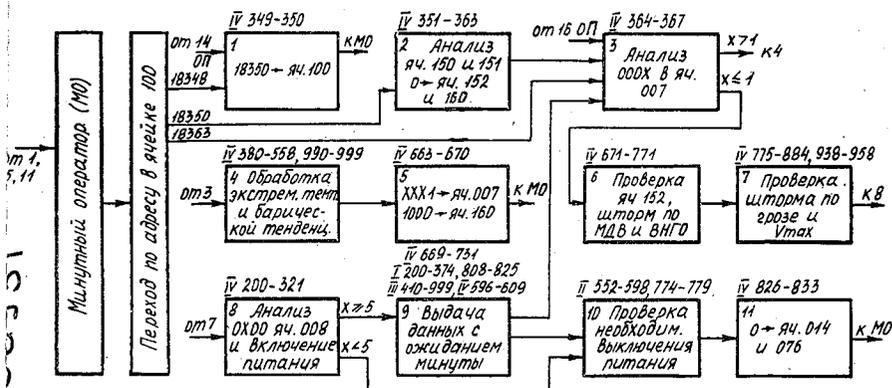


Рис. 3. Блок-схема оператора окончания программы.

метеорологических данных. После операторов 1, 9, 12 происходит выход в минутный оператор для контроля поступления очередной минуты. При этом сотая ячейка формируется командой безусловного перехода к месту выхода программы в минутный оператор. Если измерения датчиками станции производятся по вызову с ИУ или при возникновении опасного для авиации явления, а срок измерения еще не наступил, то для ускорения выдачи информации программа обходит операторы 12, 13, 14 (измерение и обработка температуры, влажности, давления). В конце происходит обращение к третьему основному оператору.

В операторе окончания программы (рис. 3) производится контроль штормовой ситуации по ВНГО, МДВ, максимальной скорости ветра и грозе, осуществляется управление датчиками и выдача информации в канал связи, а также решаются некоторые вспомогательные задачи. Оператор заканчивается безусловным переходом к началу программы.

Внедрение усовершенствованной программы и небольших конструктивных изменений позволяет существенно улучшить режим

работы КРАМС. Практически сохранены все прежние возможности станции и добавлены следующие:

- устанавливать любые сроки выдачи информации с периодичностью 30 мин;
- получать информацию с периодичностью 15 мин при ухудшении метеоусловий;
- получать обновленную информацию по ВНГО, МДВ и параметрам ветра с интервалом 2 мин или по запросу через 1,5–2 мин;
- исправлять вручную и выдавать исправленную информацию 15–30 с;
- определять параметры ветра за 2-минутные интервалы;
- приводить атмосферное давление к уровню рабочего стартового аэропорта.

Таким образом, после проведения усовершенствований КРАМС будет удовлетворять многим требованиям гражданской авиации и может более эффективно эксплуатироваться в различных аэропортах. Однако в аэропортах II категории более целесообразно устанавливать КРАМС-М, поскольку в ней обеспечено более оперативное обновление информации, а также несколько увеличен объем.

Работа по усовершенствованию станций КРАМС заключается главным образом в изменении программы, хранящейся в долговременном запоминающем устройстве, и не требует много времени и средств (~120 адресов).

Экспериментально-производственные мастерские ГГО производят усовершенствование этой станции в среднем менее чем за месяц. Стоимость работ не превышает 1,5% стоимости КРАМС. К настоящему времени усовершенствовано более 10 станций в различных аэропортах страны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматическая станция КРАМС/Под ред. М. С. Стернзата, Л. П. Афинского. — Л.: Гидрометеиздат, 1974. — 217 с.
2. Грушин С. П., Романов Е. В. Модернизация станций КРАМС. См. наст. сб.
3. Наставление по метеорологическому обеспечению гражданской авиации (НМОГА-73). Л., Гидрометеиздат, 1973. 144 с.
4. Романов Е. В. Опыт эксплуатации КРАМС в аэропортах гражданской авиации. — Труды ГГО, 1977, вып. 377, с. 26–31.

П. Я. Никишков, А. Ф. Свистова

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ АВТОМАТИЧЕСКИХ И ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ РУЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ, ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ВЛАЖНОСТИ ВОЗДУХА И АТМОСФЕРНОГО ДАВЛЕНИЯ

Возрастающий удельный вес метеорологических данных, получаемых с помощью автоматизированных измерительных систем и автоматически работающих приборов, вызывают необходимость тщательного сопоставления их с данными инструментальных наблюдений, которые долгое время являлись единственным источником получения метеорологической информации.

В ЦПЭБ ГГО проходят опытную эксплуатацию три автоматические станции:

— комплексная радиотехническая автоматическая метеорологическая станция (КРАМС);

— обсерваторская автоматическая геофизическая станция (ОАГФС);

— модернизированная комплексная радиотехническая автоматическая метеорологическая станция (КРАМС-М).

КРАМС [1], серийно выпускаемая с 1970 г., — аэродромная автоматическая станция, эксплуатируется в ЦПЭБ с 1973 г.

ОАГФС разработана ГГО на базе КРАМС, установлена в ЦПЭБ в 1974 г. Она предназначена для измерения геофизических параметров на метеоплощадке обсерватории или гидрометстанции в следующем объеме:

— метеорологических элементов (высота нижней границы облаков, прозрачность воздуха, атмосферное давление, температура и влажность воздуха, средняя, максимальная скорость и направление ветра);

— элементов теплобалансовых наблюдений (средняя скорость ветра на уровнях 0,5, 1, 2 и 4 м; температура и влажность воздуха на уровнях 0,5, 1, 2, 4 и 8 м; температура почвы на глубинах 5, 10, 15, 20, 40, 80, 120, 160 и 320 см);

— актинометрических характеристик (прямая, рассеянная,

отраженная, суммарная радиация, радиационный баланс, длинноволновое излучение Земли и атмосферы);

— элементов загрязнения атмосферы (содержание SO_2 , CO);

— элементов атмосферного электричества (напряженности электрического поля, положительная и отрицательная электропроводность, количество дальних и близких грозных разрядов).

В 1975 г. Главной геофизической обсерваторией им. А. И. Воейкова совместно с Рижским опытным заводом гидрометеорологической техники была разработана и изготовлена КРАМС-М и установлена в ЦПЭБ ГГО в 1976 г.

Сопоставление результатов измерения температуры, влажности воздуха и атмосферного давления автоматическими станциями с инструментальными (ручными) наблюдениями произведено за 12 ч московского времени.

Таблица 1

Средние среднеквадратические разности (в °С) измерения температуры воздуха

Тип станции	Теплый период						Холодный период					
	V	VI	VII	VIII	IX	Среднее	XI	XII	I	II	III	Среднее
КРАМС	0,4	0,5	0,3	—	—	0,4	0,1	0,2	0,2	0,3	0,2	0,2
ОАГФС	0,4	0,4	0,3	0,3	0,4	0,4	0,2	0,3	0,2	0,3	0,2	0,2
КРАМС-М	0,4	0,4	0,3	0,4	0,3	0,4	0,1	0,2	0,2	0,2	0,3	0,2

Для сопоставления использованы материалы измерения и регистрации автоматических станций КРАМС, ОАГФС, КРАМС-М за 1976 г. и результаты наблюдений за температурой и влажностью воздуха по психрометру и гигрометру, установленным в психрометрической будке, и за давлением — по ртутному чашечному барометру. Датчики температуры и влажности автоматических станций были установлены на расстоянии 30—50 м от психрометрической будки, датчики атмосферного давления — в одном помещении.

Обработано 280—300 синхронных измерений по каждому метеоэлементу. В результате обработки вычислены средние квадратические и арифметические разности по формулам:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_1^n \Delta a_i^2}{n}}, \quad \alpha = \frac{\sum_1^n \Delta a_i}{n},$$

где $\Delta a_i = \Delta a - \Delta \bar{a}$; $\Delta a = a_p - a_a$; $\Delta \bar{a} = \frac{\sum_1^n \Delta a}{n}$; a_p — значение метеоэлемента по термометру, психрометру или барометру; a_a — значение

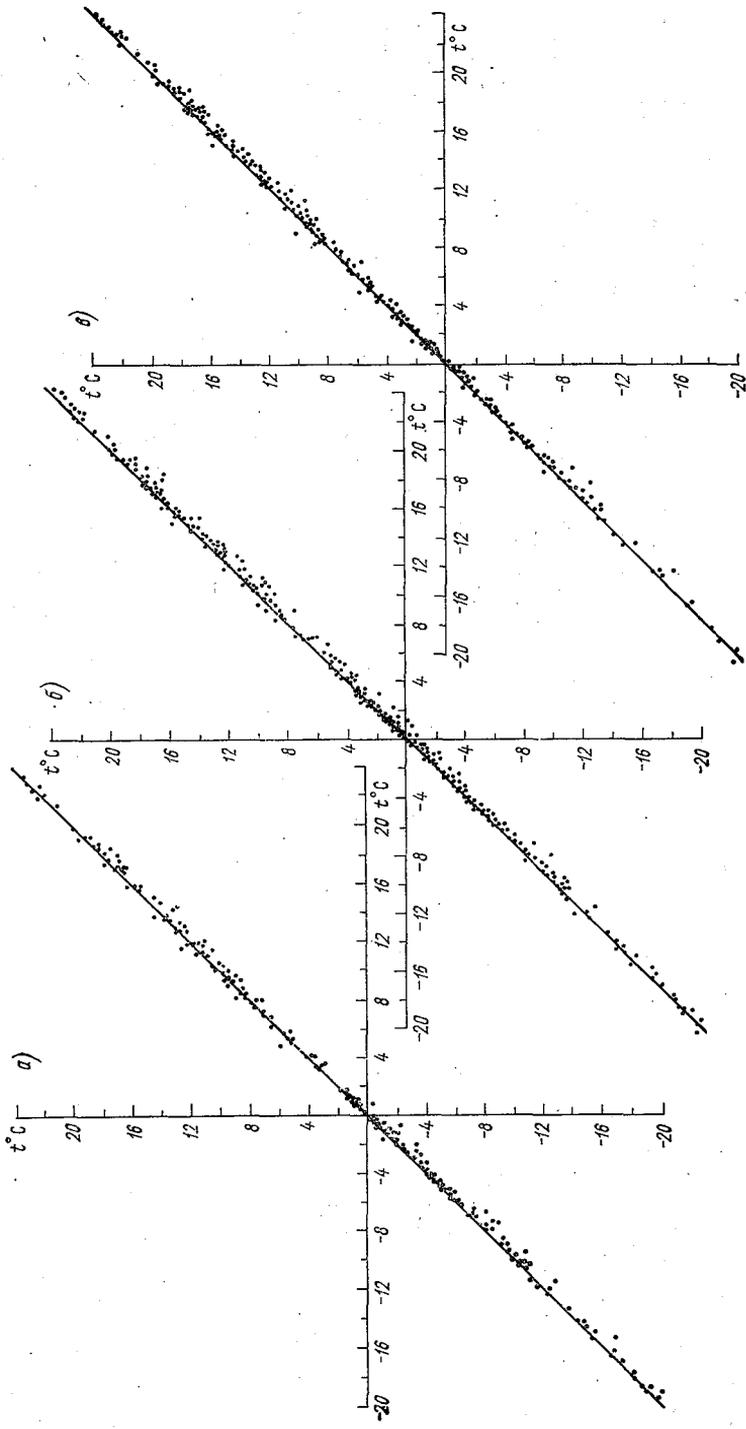


Рис. 1. Графики сравнительных измерений температуры воздуха датчиками станций КРАМС (а), ОАГФС (б), КРАМС-М (в) и психрометром в будке (по оси абсцисс).

метеоэлемента по результату измерения автоматическими станциями.

Значения σ и α приведены в табл. 1—5. Для наглядности построены графики (рис. 1, 2).

Все данные синхронных измерений температуры и влажности воздуха были разбиты на три периода: теплый (май — сентябрь), холодный (ноябрь — март) и переходные (апрель, октябрь).

Из табл. 1 видно, что средние среднеквадратические разности измерения температуры автоматическими станциями и ручным методом в холодный период равны $0,2^{\circ}\text{C}$, а в теплый $0,4^{\circ}\text{C}$. При этом все датчики автоматических станций, как это видно на графиках рис. 1, дают, как правило, заниженные значения температуры воздуха, примерно одной и той же величины, хотя состояние радиа-

Таблица 2

Средние квадратические разности измерения температуры воздуха датчиками автоматических станций и наблюдениями в психрометрической будке при солнечной и пасмурной погоде

Состояние неба	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	Среднее
Малооблачно	0,2	0,3	0,5	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,4	0,6	—	—	0,4
Пасмурно	0,2	0,2	0,3	0,2	0,3	0,3	0,3	0,2	0,3	0,3	0,1	0,1	0,2

ционных защит датчиков было весьма различным. Например, датчик КРАМС в результате длительной эксплуатации имел потемневшие гальванические покрытия, лакокрасочное покрытие датчика КРАМС-М сохранилось без нарушений и потемнений.

Напрашивается вывод, что причиной расхождений в измерении температуры датчиками автоматических станций и психрометром в будке являются неравные условия аспирации и несовершенство радиационной защиты. В датчиках температуры автоматических станций аспирация постоянная со скоростью 3—5 м/с, в психрометрической будке она зависит от скорости ветра и носит случайный характер. Несовершенство радиационной защиты психрометрической будки можно видеть, анализируя данные табл. 2 и графики рис. 1.

Таблица 3

Средние среднеквадратические разности (в %) измерения относительной влажности воздуха

Тип станций	Теплый период						Холодный период					
	V	VI	VII	VIII	IX	Среднее	XI	XII	I	II	III	Среднее
КРАМС	3	3	5	—	—	4	4	4	3	5	6	4
ОАГФС	5	5	5	6	4	5	8	—	5	6	7	6
КРАМС-М	3	4	4	3	3	3	4	5	5	—	4	4

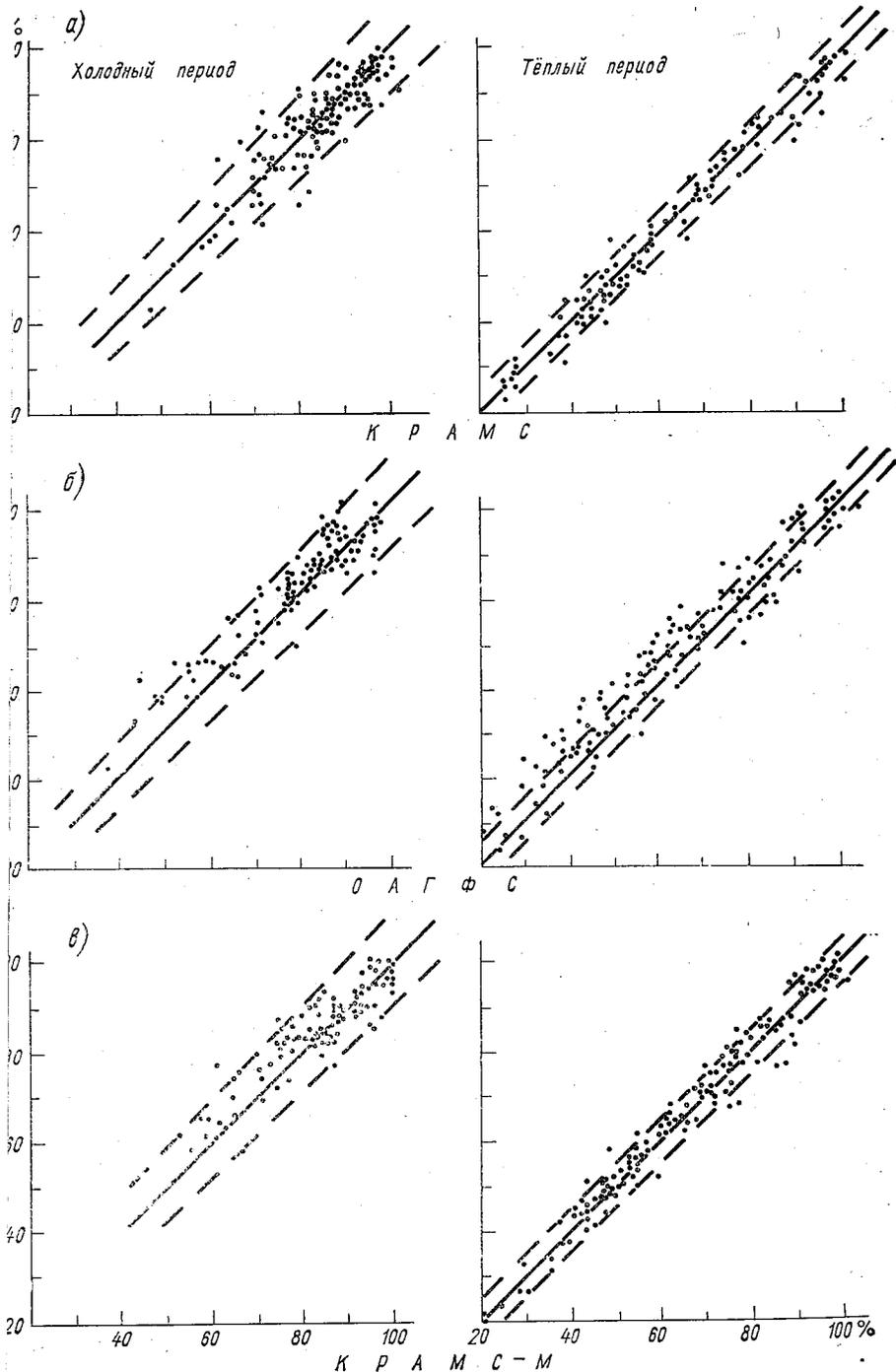


Рис. 2. Графики сравнения относительной влажности, измеренной датчиками танций КРАМС (а), ОАГФС (б) и КРАМС-М (в), с отсчетами по психрометру в будке.

**Средние среднеквадратические разности
(в мбар) измерения атмосферного давления**

Тип станции	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	Среднее
КРАМС	0,3	0,3	0,3	0,2	0,2	0,2	0,2	—	—	0,3	0,1	0,2	0,2
ОАГФС	0,3	0,3	0,2	0,2	0,3	0,2	0,3	0,3	0,2	0,3	0,2	0,2	0,2
КРАМС-М	—	—	0,3	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,1	0,2	0,2	0,2	0,2

Из табл. 3 и рис. 2 видно, что результаты измерения относительной влажности воздуха датчиками КРАМС и КРАМС-М хорошо согласуются с результатами инструментальных наблюдений в психрометрической будке как в теплый, так и в холодный периоды года. Несколько большие расхождения в измерении относительной влажности получены при сравнении с ОАГФС, особенно при влажности от 30 до 75%.

Результаты сопоставления значений атмосферного давления измеренного датчиками автоматических станций и ртутным чашечным барометром, представлены в табл. 4 и 5.

Таблица 5

**Средние среднемесячные арифметические разности
(в мбар) измерения атмосферного давления**

Тип станции	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	Среднее
КРАМС	0,1	-0,1	0,0	0,1	0,0	0,0	0,0	—	—	-0,4	0,1	0,0	0,0
ОАГФС	-0,2	-0,1	-0,1	-0,2	-0,1	-0,1	-0,2	0,0	0,0	0,0	-0,4	-0,3	-0,1
КРАМС-М	—	—	-0,1	-0,2	-0,2	-0,2	-0,1	-0,1	-0,2	-0,3	-0,2	-0,1	-0,2

Из табл. 4 и 5 видно, что все датчики атмосферного давления автоматических станций имеют средние среднеквадратические разности измерения атмосферного давления по сравнению с инструментальным (отсчеты по барометру) $\sigma=0,2$ мбар, несмотря на то что сроки их эксплуатации различны (КРАМС—4 года, КРАМС-М—1 год). Атмосферное давление, измеренное автоматическими станциями, в основном занижено на 0,1—0,2 мбар.

Выводы

1. Разности в измерении температуры, влажности воздуха и атмосферного давления автоматическими станциями по сравнению с инструментальными наблюдениями находятся в пределах допускаемых: температуры $\sigma=0,2^\circ\text{C}$, относительной влажности

$\tau=3-6\%$, атмосферного давления $\sigma=0,2$ мбар. А максимальные единичные разности — в пределах 2σ .

2. Центральные устройства (специализированные ЭВМ) и датчики температуры, влажности воздуха и атмосферного давления при грамотной эксплуатации работают устойчиво и надежно.

3. Состояние радиационной защиты датчиков температуры и влажности воздуха, сроки эксплуатации датчиков атмосферного давления не оказывают значительного влияния на точность измерения и надежность работы датчиков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматическая станция КРАМС/Под ред. М. С. Стернзата, Л. П. Афинонова. — Л.: Гидрометеиздат, 1974.—217 с.

Е. И. Плешкова, Н. Г. Протопопов

УСТРОЙСТВО ДЛЯ СКОЛЬЗЯЩЕГО ОСРЕДНЕНИЯ ИЗМЕРЯЕМОГО ПАРАМЕТРА

В работах [1, 2, 3] было опубликовано описание устройства для скользящего осреднения (интегрирования) измеряемого параметра применительно к датчикам с линейным частотным выходом. В основу этого устройства была положена линия задержки (ЛЗ), выполненная в виде магнитного барабана, на котором за время осреднения ΔT записывалось число импульсов, пропорциональное среднему значению измеряемого параметра. Алгебраическое суммирование текущих и задержанных в ЛЗ импульсов осуществлялось реверсивным счетчиком. В результате на выходе счетчика формировалось среднее значение, непрерывно изменяющееся во времени.

Достоинством магнитной линии задержки следует считать возможность многорочной записи для одновременного осреднения нескольких параметров. Однако данное устройство имеет недостатки:

1) сложность изготовления линии задержки на магнитном барабане,

2) возможность накопления ошибки в реверсивном счетчике из-за редких случайных сбоев в каналах текущей и задержанной информации, что выражается в дрейфе нуля устройства.

В последние годы нашей промышленностью освоен выпуск квазистатических регистров сдвига — ИР441 (емкостью 21 бит) и ИР864 (емкостью 64 бит), которые позволили создать простую и надежную электронную линию задержки.

Использование электронной ЛЗ дало возможность получить принципиально новое устройство для скользящего осреднения [4] типа частота — средняя частота.

При этом удалось исключить из состава устройства реверсивный счетчик и сделать невозможным систематическое сползание нуля из-за случайных помех.

Принцип работы устройства

На рис. 1 приведена блок-схема устройства скользящего осреднения, в котором используется электронная линия задержки.

На вход схемы поступают импульсы, частота которых пропорциональна текущему значению измеряемой величины. Они поступают в масштабный делитель частоты 1, из него в схему синхронизации 2, где запоминаются. Схема синхронизации 2, а также переключающая схема 3 управляются импульсами частоты f_2 с выхода делителя тактовой частоты 6. В соответствии с тактовым импульсом входной импульс, записанный в схеме синхронизации 2, через переключающую схему 3 поступает на вход линии задержки 4 (ЛЗ).

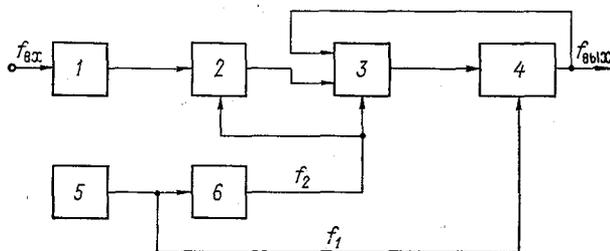


Рис. 1. Блок-схема скользящего осреднения на регистре сдвига, исключающая накапливающиеся ошибки.

В интервале τ между тактовыми импульсами вход и выход ЛЗ соединены между собой с помощью переключающей схемы 3. Входной импульс, передвигающийся в ЛЗ с частотой f_1 от генератора тактовых (сдвигающих) импульсов 5, поступает с выхода на вход ЛЗ, совершая за время τ полных n оборотов (n — целое число) и дополнительно продвигаясь еще на один разряд линии задержки. Таким образом, получается, что импульс, записанный в ЛЗ с первым тактом частоты в момент следующего такта, окажется во втором разряде линии задержки, а ее первый разряд будет свободен для записи новой информации от датчика.

Это приводит к тому, что входной импульс существует в ЛЗ, циркулирует с ее выхода на вход и продвигается с каждым тактом на один шаг вперед. Наконец, с каким-то N -м тактом информационный импульс появится на выходе ЛЗ, а так как в этот момент переключающая схема 3 соединяет вход ЛЗ с выходом схемы синхронизации и разрывает связь между выходом и входом 3, то информационный импульс, просуществовав в ЛЗ в течение интервала ΔT , больше не запишется в ЛЗ, будет из нее «вытолкнут».

Для того чтобы схема работала в соответствии с вышеизложенным принципом, необходимо выполнять следующие соотношения

$$\tau = \frac{1}{f_2} = \frac{\Delta T}{N}, \quad (1)$$

где ΔT — временной интервал существования информационного импульса в линии задержки или время осреднения измеряемой величины; N — число разрядов линии задержки,

$$f_1 = f_2(nN \pm 1). \quad (2)$$

Член (± 1) в формуле (2) означает, что информация при $(+1)$ будет дополнительно продвигаться при циркуляции вперед на один разряд ЛЗ, а при (-1) — отставать на один разряд, т. е. в конце интервала τ информационный импульс окажется в последней ячейке ЛЗ, освободив первый разряд для записи нового импульса.

Такая организация работы линии задержки позволяет избежать накапливающейся ошибки, устраняет «сползание нуля» прибора. Редкие сбои (стирание или ложная запись информационных импульсов) проявляются в виде ошибки измерения только в течение ΔT и не накапливаются при длительной работе прибора.

Средняя частота импульсов на выходе линии задержки пропорциональна содержащемуся в ней количеству «единиц» — m_1 :

$$f_{\text{вых}} = m_1 \frac{nN \pm 1}{\Delta T}, \quad (3)$$

где m_1 — число импульсов, поступивших на вход ЛЗ за время ΔT с выхода масштабного делителя.

Число импульсов от датчика на входе масштабного делителя и среднее значение измеряемой физической величины связаны следующим соотношением:

$$x_{\text{ср}} = \frac{1}{\Delta T} \int_{t-\Delta T}^t x(t) dt = \frac{k_x}{\Delta T} \int_{t-\Delta T}^t f(t) dt = \frac{k_x}{\Delta T} m_2 \pm \delta_k, \quad (4)$$

где $x_{\text{ср}}$ — среднее значение измеряемой величины за период ΔT ; $x(t)$ — текущее значение измеряемой величины; $f(t)$ — текущее значение частоты импульсов, поступающих от датчика, $x(t) = k_x f(t)$; k_x — коэффициент преобразования датчика; $\delta_k \leq \frac{k_x}{\Delta T}$; $\frac{k_x}{\Delta T}$ — значение шага квантования, приведенное ко входу устройства. Число импульсов на входе линии задержки:

$$m_1 = \frac{m_2}{k_M}, \quad (5)$$

где k_M — коэффициент деления масштабного делителя частоты $f_{\text{вх}}$. Решая совместно уравнения (3), (4) и (5), получим

$$x_{\text{ср}} = \frac{k_x k_M}{nN \pm 1} f_{\text{вх}}. \quad (6)$$

Так как все члены множителя при $f_{\text{ВЫХ}}$ являются постоянными для конкретного измерения, то входная частота $f_{\text{ВЫХ}}$ пропорциональна среднему значению измеряемого параметра.

Частоту $f_{\text{ВЫХ}}$ можно измерять с помощью цифрового частотомера в интервалах τ между импульсами опроса или превращать аналоговую величину, например, с помощью конденсаторного астотомера, и далее обрабатывать в соответствии с задачами рибора.

Основы расчета параметров схемы

Чаще всего исходными данными для расчета схемы являются: $x_{\text{макс}}$ — максимальное значение измеряемой величины, k_x , ΔT , δ — заданная абсолютная погрешность преобразования на входе ЛЗ¹.

В результате расчета требуется определить:

N — число ячеек в сдвигающем регистре,
 k_M — коэффициент деления частоты входных импульсов масштабным делителем,

f_1 — частоту тактового генератора,

k_T — коэффициент деления тактовой частоты,

$f_{\text{ВЫХ мин}}$ — минимальное значение частоты импульсов на выходе схемы, соответствующее циркуляции только одной единицы в линии задержки, т. е. при значении измеряемой величины $x = \delta$,

$f_{\text{ВЫХ макс}}$ — максимальное значение выходной частоты при циркуляции в ЛЗ числа импульсов, соответствующего $x_{\text{макс}}$.

Рекомендуется следующая последовательность расчета преобразователя:

- 1) определяют число ячеек N в сдвиговом регистре,
- 2) рассчитывают частоту f_2 опроса схемы синхронизации и коэффициент k_M деления частоты входных импульсов,
- 3) определяют коэффициент k_T деления тактовых импульсов,
- 4) определяют частоту f_1 тактового генератора.

Следует отметить, что в данной схеме может быть получена любая заданная точность преобразования. Повышение точности будет приводить к увеличению числа ячеек в линии задержки и повышению частот f_1 и f_2 .

Число ячеек N определяется, исходя из заданной погрешности преобразования:

$$N = \frac{x_{\text{макс}}}{\delta}. \quad (7)$$

Зная N и ΔT , можно определить частоту опроса f_2 схемы синхронизации и коэффициент деления k_M

$$f_2 = \frac{N}{\Delta T}, \quad k_M = \frac{x_{\text{макс}} \Delta T}{k_x N}. \quad (8)$$

¹ Имеется возможность уменьшения ошибки до $\delta/2$. Для этого необходимо сдвинуть ноль шкалы прибора на $\delta/2$.

При расчете k_M руководствуются следующим соображением: частота импульсов, поступающих на вход схемы синхронизации масштабного делителя, не должна превышать частоту опроса схемы синхронизации — $\frac{f_{\text{вх}}}{k_M} \leq f_2$. Если рассчитанный по формуле (7) коэффициент k_M получается дробным числом, то его необходимо округлить до ближайшего целого числа с учетом вышеуказанного соображения.

Если значение k_M получается целым числом, то при значении измеряемой величины, равном $x_{\text{макс}}$, на протяжении всего времени осреднения ΔT в регистре будет циркулировать число единиц, равное N , и частота сигналов на выходе преобразователя будет равна частоте f_1 :

$$f_{\text{вых макс}} = f_1.$$

Коэффициент деления тактовой частоты определяется по формуле:

$$k_T = \frac{f_1}{f_2} = nN \pm 1. \quad (8)$$

В формуле (9) необходимо задаться целым положительным числом n , показывающим, сколько оборотов в регистре делает информация за время между двумя опросами схемы синхронизации. Число n выбирают в зависимости от того, на какой вторичный прибор работает преобразователь. Например, если вторичный прибор — стрелочный частотомер, то минимальная частота импульсов на выходе схемы должна хорошо сглаживаться частотомером (стрелка прибора не должна сколько-нибудь заметно дрожать).

Формула для $f_{\text{вых мин}}$ при подстановке в формулу (3) значения $m_1 = 1$ и после преобразования получается следующей:

$$f_{\text{вых мин}} = \frac{f_1}{N}. \quad (10)$$

Практически всегда достаточно, чтобы $f_{\text{вых мин}} = 5 \div 10$ Гц (для случая аналогового частотомера).

Для случая применения цифрового частотомера, измеряющего число импульсов на выходе ЛЗ за период τ (или $k\tau$, где k — целое число), необходимо значение множителя $\frac{kxk_M}{nN \pm 1}$ в формуле (6) выбирать так, чтобы выходная частота была кратна десятичному разряду счетчика. Например, при $\frac{kxk_M}{nN \pm 1} = 0,1$ точность отсчета будет равна 0,1 измеряемой величины.

Задав n и подсчитав k_T , определяют частоту f_1 тактового генератора

$$f_1 = k_T f_2 = \frac{N(nN \pm 1)}{\Delta T}. \quad (11)$$

На этом расчет схемы заканчивается.

В качестве примера расчета рассмотрим задачу: рассчитать схему осреднения скорости ветра для $\Delta T = 120$ с, $\delta = 0,1$ м/с, $v_{\text{макс}} = 60$ м/с. $k_x = \frac{1}{1,8}$ м/(с·Гц) для датчика параметров ветра от автоматической метеостанции КРАМС.

По формуле (7) находим число ячеек линии задержки

$$N = \frac{60 \text{ м/с}}{0,1 \text{ м/с}} = 600.$$

Частота тактовых импульсов $f_2 = N/\Delta T = 5$ Гц.

Коэффициент деления масштабного делителя частоты по формуле (8)

$$k_m = 1,8 \frac{60 \cdot 120}{600} = 21,6.$$

Возьмем $k_m = 22$. В этом случае при наибольшей скорости ветра 60 м/с импульсы на входе схемы синхронизации будут появляться с частотой $f = \frac{v_{\text{макс}}}{k_x k_m} = 4,9$ Гц, что меньше $f_2 = 5$ Гц. Таким образом, требование к расчету k_m удовлетворено.

Теперь найдем коэффициент деления тактового делителя частоты по формуле (9)

$$k_T = n \times 600 \pm 1.$$

Положим $n = 1$, тогда $k_T = 1 \cdot 600 + 1 = 601$.

Определим частоту тактового генератора по формуле (11)

$$f_1 = 601 \times 5 = 3005 \text{ Гц.}$$

Подсчитаем $f_{\text{вых мин}}$ схемы, когда в ЛЗ циркулирует только одна единица, по формуле (10)

$$f_{\text{вых мин}} = \frac{f_1}{N} = \frac{3005}{601} = 5,008 \text{ Гц,}$$

что вполне удовлетворяет условию n . Это значит, что при изменении скорости ветра на 0,1 м/с, выходная частота изменится на 5 Гц.

Необходимо отметить одно обстоятельство. Иногда в приборе, в котором будет работать схема осреднения, уже имеется генератор стабильной частоты. В этом случае можно использовать его в качестве генератора тактовой частоты f_1 . Тогда при расчете необходимо варьировать числом ячеек N , чтобы получить необходимые соотношения, но делать это необходимо так, чтобы погрешность преобразования не превышала допустимой величины.

В заключение несколько слов о влиянии нестабильности частоты f_1 тактового генератора.

Из формул (1) и (2) следует, что существует зависимость между частотой f_1 и длительностью интервала осреднения ΔT :

$$\Delta T = \frac{N}{f_2} = \frac{N(nN \pm 1)}{f_1}. \quad (12)$$

Интервал осреднения ΔT зависит обратно пропорционально от частоты тактового генератора f_1 .

Так как ΔT входит в формулу (3) для выходной частоты устройства, то посмотрим, насколько существенно влияние частоты генератора f_1 на выходную характеристику схемы.

Если в формулу (3) подставить значение m_1 из формулы (5) то получим следующее выражение для $f_{\text{вых}}$:

$$f_{\text{вых}} = \frac{m_2}{\Delta T} \frac{nN \pm 1}{k_m}. \quad (3')$$

Из формулы (3') следует, что выходная частота зависит от отношения $m_2/\Delta T$. Известно, что с изменением времени осреднения ΔT будет соответственно изменяться и число импульсов m_2 , поступающих от датчика. При измерении статистически стационарного процесса изменение ΔT повлечет пропорциональное изменение значения m_2 и отношение $m_2/\Delta T = \text{const}$. Это значит, что при данных условиях точность измерения $x_{\text{ср}}$ не будет зависеть от изменения частоты тактового генератора.

Если измеряемая физическая величина статистически не стационарна, то изменение f_1 (соответственно ΔT) может привести к ошибке измерения среднего значения за счет того, что изменение ΔT не приведет к пропорциональному изменению m_2 . Однако и в этом случае погрешность измерения $x_{\text{ср}}$ будет намного меньше относительного изменения ΔT .

Известно, что при оптимальном интервале осреднения скорости ветра средние значения за соседние интервалы отличаются на $\pm(10-15)\%$ (средневероятное). Это означает, что при изменении ΔT на 10% среднее значение не будет отличаться более чем на $1-1,5\%$. Для сравнения отметим, что в устройствах осреднения скорости ветра типа М-63М делитель ΔT является постоянным поэтому отклонение реального времени осреднения на $\pm 10\%$ будет приводить к погрешности измерения средней скорости также на $\pm 10\%$.

Нестабильность f_1 влияет, так же как на ΔT , и на длительности интервала τ . Увеличение f_1 вызывает уменьшение τ , это означает что схема синхронизации будет опрашиваться несколько чаще, чем должно быть по расчету.

Уменьшение f_1 вызывает увеличение τ , следовательно, схема синхронизации будет опрашиваться реже. Это приводит к тому, что могут быть потеряны информационные импульсы, особенно при значениях $x = x_{\text{макс}}$. Нестабильность частоты f_1 необходимо задать так, чтобы потери x не превышали допустимой величины.

Схема устройства для скользящего осреднения скорости ветра в анеморумбографе М-64М

В процессе разработки конкретного устройства для скользящего осреднения скорости ветра применительно к анеморумбографу М-64М решалась задача получения среднего значения за 2 или 10 мин с помощью одного устройства, переключаемого на заданный интервал осреднения.

Расчет такого устройства дал следующие результаты для 2-минутного осреднения.

Было принято, что $\delta = 0,25$ м/с, $v_{\max} = 60$ м/с, $k_x = \frac{1}{1,8}$ м/(с·Гц) (для датчика КРАМС).

Получено: $N = 240$ ячеек, $k_1 = 54$; $f_2 = 2$ Гц; $k_T = 241$; $n = 1$; $f_1 = 482$ Гц; $f_{\text{вых мин}} = 2$ Гц на каждые 0,25 м/с.

С целью получения минимального числа коммутируемых каналов при переходе с 2-минутного на 10-минутное осреднение было решено принять частоту тактового генератора ($f_1 = 482$ Гц) и число ячеек в линии задержки ($N = 240$) одинаковыми для обоих ин-

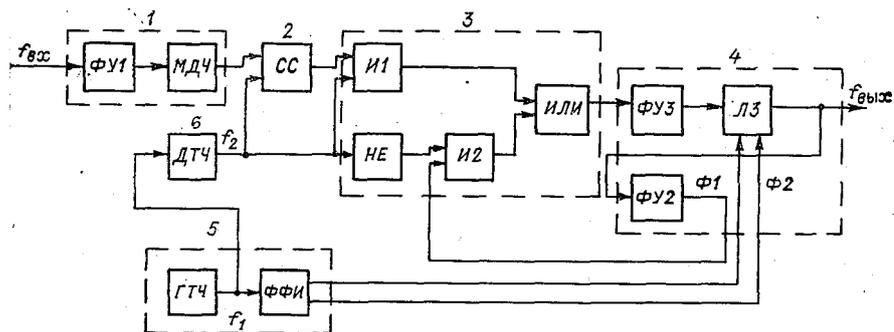


Рис. 2. Блок-схема скользящего осреднения анеморумбографа М64-М.

ФУ1 — формирующее устройство, МДЧ — масштабный делитель частоты входных импульсов, СС — схема синхронизации, ДТЧ — делитель тактовой частоты, ГТЧ — генератор тактовой частоты, ФФИ — формирователь фазовых импульсов.

тервалов осреднения. Расчет для 10-минутного интервала дал следующие данные: $N = 240$ ячеек (при $\delta = 0,25$ м/с); $k_M = 270$; $f_2 = 0,40133$ Гц; $k_T = 1201$; $f_1 = 482$ Гц; $f_{\text{вых мин}} = 2$ Гц на каждые 0,25 м/с; $n = 5$. Использование одной и той же тактовой частоты в линии задержки, с одной стороны, упрощает коммутацию, с другой — несколько уменьшает 10-минутный интервал осреднения и верхний предел измерений. Так, при принятых расчетных данных $\Delta T = 598$ с, а $v_{\max} = 60,2$ м/с (вместо 600 с и 60 м/с), что вполне допустимо для измерения средней скорости ветра (погрешность 0,3%).

Таким образом, переход с 2-минутного осреднения на 10-минутное осуществляется в данном устройстве только изменением

масштабного коэффициента пересчета k_m (с 54 на 270) и коэффициента деления тактовой частоты k_T (с 241 на 1201). Это является иллюстрацией еще одного преимущества данного устройства — возможность простого изменения времени осреднения измеряемого параметра.

На рис. 2 приведена структурная схема узла скользящего осреднения скорости ветра в анеморумбографе М64-М.

Схема построена на интегральных микросхемах. Все делители частоты, схема синхронизации, коммутирующий ключ, формирователь фазовых импульсов строятся на логических микросхемах 133-й серии, а линия задержки — на квазистатических сдвиговых регистрах 186-й серии ИИР864.

МДЧ состоит из девяти триггеров 1ТК332, а ДТЧ — из одиннадцати.

ФУ1 служит для согласования электрических параметров входной величины и интегральных микросхем. ФУ2 и ФУ3 согласуют микросхемы 186-й и 133-й серий. ФФИ вырабатывает с частотой f сдвигающие (фазовые) импульсы регистра.

Переключающая схема 3 состоит из схем «И1», «И2», «ИЛИ» «НЕ».

СС состоит из двух RS триггеров, один из которых запоминает импульс от датчика, а второй по сигналу импульса опроса из ДТЧ передает информацию на один из входов схемы «И1» переключателя 3 и одновременно подготавливает первый триггер к приему следующего входного импульса.

На второй вход схемы «И1» поступают импульсы из ДТЧ. Когда в СС записан входной импульс, то во время сигнала из ДТЧ он поступает через схему «ИЛИ» на вход линии задержки.

Одновременно импульс из ДТЧ через инвертор «НЕ» запрещает переписывание импульса с выхода ЛЗ на ее вход через схемы «И2», «ИЛИ».

В интервалах между сигналами из ДТЧ информация циркулирует в ЛЗ с помощью схем «И2», «ИЛИ».

Входной импульс, записанный в ЛЗ через «И1» во время первого такта, делает $n=5$ оборотов в ЛЗ (через «И2») за время между тактовыми импульсами при 10-минутном осреднении и один оборот при 2-минутном осреднении. Кроме полных n оборотов, импульс дополнительно продвинется на одну ячейку ($nN+1$) и перед поступлением следующего входного импульса окажется во второй от начала ячейке, освободив первую ячейку ЛЗ для записи следующего импульса.

Таким образом, как было сказано в описании принципа работы схемы, импульс от датчика будет продвигаться из ячейки в ячейку линии задержки с каждым сигналом из ДТЧ, циркулируя в ЛЗ в интервале между тактами, и окажется на ее выходе через $\Delta T = N\tau$, т. е. в данном случае через 10 или 2 мин. В этот момент произойдет совпадение очередного тактового и информационного импульсов: тактовый импульс через схему «НЕ» закроет

И2», и информационный сигнал больше не запишется в линию адержки, т. е. будет из нее «вытолкнут».

При увеличении скорости ветра число импульсов, поступающих з МДЧ в ЛЗ, превышает число «выталкиваемых», что увеличивает выходную частоту ЛЗ.

При уменьшении скорости ветра уменьшается число импульсов г датчика — число выталкиваемых импульсов превышает число оступающих, что приводит к уменьшению выходной частоты ЛЗ.

При постоянной скорости ветра число импульсов от датчика авно числу выталкиваемых, и $f_{\text{вых}}$ остается постоянной.

Сигнал с выхода ЛЗ поступает в частотомер, где превращается напряжение постоянного тока, и далее в схему следящего приода, который осуществляет регистрацию средней скорости ветра а диаграммной ленте.

Выводы

1. Разработан новый вид измерительного преобразователя чагота — средняя частота, осреднение в котором осуществляется кользящим методом.

2. Устройство для скользящего осреднения имеет следующие реимущества по сравнению с ранее разработанными:

а) отсутствует возможность накопления ошибки за длительное ремя (сползание нуля шкалы);

б) имеется возможность получать осреднение измеряемого пааметра за весьма длительные интервалы времени с любой заданой точностью;

в) компактность и простота промышленного изготовления;

г) имеется возможность простого изменения времени осреднеия (переключение в цепях делителей частоты).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 197991 [СССР]. И. Г. Протопопов.— Опул. в Б. И., 1959, № 3.
2. Горобьев Г. Д., Луштак А. С., Протопопов Н. Г. Устройство для скользящего осреднения скорости ветра.— Труды ГГО, 1974, вып. 342, 123—132.
3. Протопопов Н. Г. Проектирование ветроизмерительных приборов.— И.: Гидрометеиздат, 1976.— 192 с.
4. Устройство для скользящего осреднения измеряемого параметра/Г. Д. Горобьев, В. Ф. Ждан и др.— Заявка 2381382/24 с положительным решением, от 01.77 г. о выдаче авторского свидетельства.

О ВОЗМОЖНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Измерения быстрых колебаний влажности воздуха предъявляют высокие требования к динамическим свойствам контактных средств измерения этой величины. При пульсационных измерениях и при скоростном зондировании (самолетном, ракетном) возникает потребность в малоинерционных первичных измерительных преобразователях влажности, постоянная времени которых не превышает бы нескольких сотых долей секунды.

Решение этой задачи достигается методами, основанными на использовании связи между влажностью и оптическими или электрическими характеристиками влажного воздуха. В качестве такой характеристики часто используется диэлектрическая проницаемость паровоздушной смеси (влажного воздуха).

В зависимости от диапазона рабочей частоты, на которой реализуется метод, применяются либо резонаторы СВЧ (с клистроном в качестве генератора) [2, 6], либо конденсаторы с воздушным диэлектриком, включаемые в контуры генераторов [4]. В обоих случаях чаще всего используется зависимость собственной частоты таких генераторов от диэлектрической проницаемости влажного воздуха. Влияние на результат измерения зависимости диэлектрической проницаемости от температуры и давления ослабляется применением дифференциальных схем. Такие устройства нашли ограниченное распространение в силу сложности, нестабильности градуировочных характеристик и высокой стоимости.

В статье обсуждается возможность развития метода измерения влажности воздуха за счет использования эффекта изменения диэлектрической проницаемости в зависимости от ориентации дипольных молекул воды.

Теория диэлектриков и явлений поляризации изложена в ряде монографий, например, [3, 7].

Диэлектрическая проницаемость газа или пара, молекулы которых обладают дипольным моментом, определяется уравнением:

$$\epsilon = 1 + 4\pi N_0 \alpha x = 1 + 4\pi \frac{\mu_0^2}{3kT} N_0 x,$$

де ε — диэлектрическая проницаемость; μ_0 — дипольный момент; — поляризуемость; T — абсолютная температура; k — постоянная Больцмана; N_0 — количество молекул с дипольным моментом μ_0 в единице объема (концентрация); κ — структурный коэффициент, учитывающий преимущественную ориентацию диполей.

Принимая во внимание состав воздуха, можно отметить, что наибольшим значением обладают молекулы воды. Следовательно, подвергая действию внешнего ориентирующего поля какой-либо объем воздуха при наличии в нем водяного пара, можно изменять значение κ . Это открывает нижеописанную возможность измерения влажности воздуха и ее реализацию в виде первичного измерительного преобразователя. Она состоит в том, что N_0 (а следовательно, и связанные с ней величины, характеризующие влажность) определяется по различию диэлектрической проницаемости без внешнего поля и при наличии его.

Для вывода уравнения связи между выходной величиной преобразователя и величиной, характеризующей влажность, обратимся к рис. 1, на котором $C1_{изм}$ и $C2_{изм}$ — идентичные по геометрическим размерам измерительные конденсаторы с воздушным диэлектриком, включенные в колебательные контуры генераторов $G1$ и $G2$, нагруженные на измерители частоты $ИЧ1$ и $ИЧ2$. Измерительный конденсатор $C2_{изм}$ помещен между пластинами конденсатора, создающего ориентирующее поле.

Собственные частоты генераторов равны

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC1_{изм}}}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC2_{изм}}}$$

принимается, что индуктивность их контуров одинакова и равна L).

Взяв отношение частот с измерителей $ИЧ1$ и $ИЧ2$, получаем

$$\nu = \frac{f_2}{f_1} = \sqrt{\frac{C1_{изм}}{C2_{изм}}}$$

Поскольку $C = \frac{\varepsilon S}{d}$, где S — площадь пластин конденсаторов, а d — расстояние между ними, то

$$\nu = \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}} = \sqrt{\frac{1 + 4\pi N_0 \alpha \kappa_1}{1 + 4\pi N_0 \alpha \kappa_2}}$$

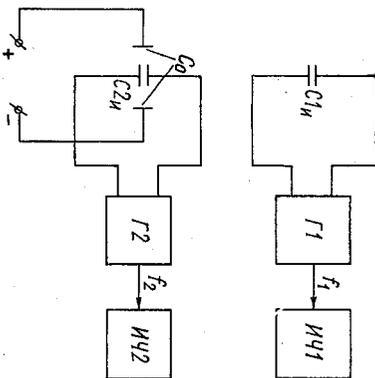


Рис. 1. Схема с применением двух измерительных конденсаторов.

Принимая во внимание, что $4\pi N_0 \alpha x \ll 1$, можно, допуская незначительную погрешность, записать

$$v = \sqrt{(1 + 4\pi N_0 \alpha x_1)(1 - 4\pi N_0 \alpha x_2)}$$

и, пренебрегая $(4\pi N_0 \alpha)^2 x_1 x_2$ как величиной второго порядка малости, получим

$$v = \sqrt{1 + 4\pi N_0 \alpha (x_1 - x_2)} = \\ = \sqrt{1 + \frac{4}{3} \pi \frac{\mu_0^2}{k} \frac{N_0}{T} (x_1 - x_2)}$$

Парциальное давление водяного пара $e = kTN_0$, поэтому

$$v = \sqrt{1 + \frac{4}{3} \pi \frac{\mu_0^2}{k^2} \frac{e}{T^2} (x_1 - x_2)}$$

Так как множитель $\frac{4}{3} \pi \frac{\mu_0^2}{k^2} = \lambda$ для молекул воды есть величина постоянная, то можно написать

$$v = \sqrt{1 + \lambda \frac{e}{T^2} (x_1 - x_2)}$$

Последняя формула отражает зависимость выходной величины от параметров воздуха (парциального давления водяного пара, температуры) и ориентирующего воздействия внешнего поля. Поскольку x_1 и x_2 не являются физическими постоянными, то для определения градуировочной характеристики измерительного преобразователя, основанного на этом методе, необходима градуировка по образцовому гигрометру.

При выводе формулы предполагалась не только полная идентичность конденсаторов и других элементов колебательных контуров, но и неизменность их параметров во времени, что, конечно, в действительности для рассматриваемой схемы недостижимо.

Особенностью рассматриваемого метода, однако, является то, что он допускает возможность такой реализации, при которой отпадает необходимость наложения вышеуказанных требований. В этом случае используется только один измерительный конденсатор $C_{изм}$, который размещается между пластинами ориентирующего конденсатора C_0 (рис. 2). На C_0 периодически подается напряжение так, чтобы время наличия ориентирующего поля равнялось времени его отсутствия. Тогда, измеряя (например, с помощью измерителя отношения частот ИОЧ) частоты колебательного контура генератора при наличии ориентирующего пол-

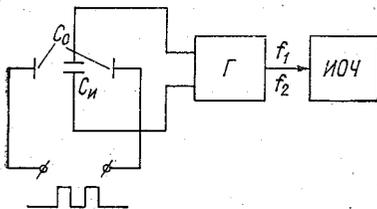


Рис. 2. Схема с применением одного измерительного конденсатора.

и в его отсутствие, можно, пользуясь последней формулой, определить парциальное давление водяного пара. Динамические свойства такого измерительного преобразователя, очевидно, зависят только от быстродействия применяемой электронной аппаратуры и времени релаксации молекул водяного пара, которое составляет менее 10^{-6} с.

Таким образом, в рассмотренной реализации, как это видно из формулы, результат измерения влажности совершенно не зависит от нестабильности параметров измерительной схемы во времени.

Зависимость выходной величины от температуры анализируемого воздуха может быть исключена, если он термостабилизируется при какой-либо температуре в зоне измерения. Тогда это значение температуры войдет в выражение для постоянной первичного измерительного преобразователя и формула примет вид

$$\nu = \sqrt{1 + \Lambda e},$$

где $\Lambda = \lambda \frac{x_1 - x_2}{T_{ст}^2}$ — постоянная для измерительного преобразователя, $T_{ст}^2$ — температура термостабилизации по шкале Кельвина. Принимая во внимание, что подкоренное выражение очень мало отличается от единицы с высокой степенью точности, последнюю формулу можно заменить выражением:

$$\nu = 1 + \frac{\Lambda}{2} e,$$

откуда

$$e = \frac{2}{\Lambda} (\nu - 1) = \frac{2}{\Lambda f_1} (f_2 - f_1) = \frac{2}{\Lambda f_1} \Delta f.$$

Далее, поскольку f_1 определяется лишь параметрами колебательного контура, то оно может быть задано. Тогда, выбирая f_1 таким, чтобы множитель был бы отрицательной степенью десяти (т. е. равным 10^{-n} , где n — целое положительное), значение парциального давления водяного пара получим перенесением запятой влево на n разрядов в значении измеренной разности частот

$$e = 10^{-n} \Delta f.$$

Незначительные вариации f_1 , обусловленные нестабильностью генератора, в случае использования непосредственной зависимости частоты генератора от влажности приводят к недопустимо большим погрешностям. Здесь же они вызывают погрешность в несколько сотых процента относительной влажности.

Абсолютная чувствительность рассмотренного измерительного преобразователя может быть получена из предпоследнего выражения для e :

$$\gamma = \frac{d(\Delta f)}{de} = \frac{\Lambda f_1}{2}.$$

Для оценки ее численного значения примем во внимание, что при наложении внешнего ориентирующего поля диэлектрическая проницаемость может изменяться от значений, соответствующих влажному воздуху, до близких к значениям ее для сухого воздуха. Воспользуемся эмпирическими данными, например, [5]. При температуре $+20^{\circ}\text{C}$ ($293, 15\text{ K}$) диэлектрическая проницаемость сухого воздуха $\epsilon_2 = 1,00054$, а влажного с парциальным давлением $e = 23,39$ мбар $\epsilon_1 = 1,00074$. Подставляя эти значения в выражение для ν , имеем

$$\nu = \frac{f_2}{f_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} = \sqrt{\frac{1,00074}{1,00054}} = 1,0000998.$$

Получая выражение для Λ из зависимости e от ν и подставляя в него соответствующие численные значения для температуры $+20^{\circ}\text{C}$, которую примем в качестве температуры термостабилизации, имеем

$$\Lambda = \frac{2(\nu - 1)}{e} = \frac{2(1,0000998 - 1)}{23,39} = 8,5336 \cdot 10^{-6} \text{ мбар}^{-1}.$$

Нетрудно убедиться, используя формулу для ν , что при найденном значении Λ и частоте $f_1 = 23,437 \cdot 10^6$ Гц чувствительность равна 100 Гц/мбар. В этом случае выполняется вышеуказанное условие, и $e = 0,01 \Delta f$.

В заключение можно отметить, что отсутствие ограничений в выборе f_1 позволяет использовать область несущих частот. Это дает возможность реализовать метод, например, [1], в виде относительно простого практически безынерционного радиотелеметрического средства измерения влажности воздуха с цифровым представлением измеряемой величины.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 328 038 (СССР). Радиотелегигрометр. Г. П. Резников. — Оpubл. в Б. И., 1973, № 22.
2. Берлинер М. А. Измерения влажности. — М.: Энергия, 1974. — 400 с.
3. Дебай П. Полярные молекулы. — М.; Л.: Физматгиз, 1931. — 165 с.
4. Каганов М. А., Песчанский Ю. А. Емкостный пульсационный гигрометр. — Сб. трудов НИИ агрофизики, 1970, вып. 25, с. 5—15.
5. Кэй Д. ж., Леб и Т. Таблицы физических и химических постоянных. Пер. с англ. — М.: Физматгиз, 1962. — 247 с.
6. Степаненко В. Д. Радиолокация в метеорологии. — Л.: Гидрометеоиздат, 1973. — 343 с.
7. Фрелих Г. Теория диэлектриков. — М.; Л.: Физматгиз, 1960. — 240 с.

Л. П. Афиногенов, М. В. Попов, Е. И. Плешкова

АКУСТИЧЕСКИЙ АНЕМОМЕТР

Известные схемы акустических анемометров, которых предложено довольно много [1, 2, 4 и др.], можно разбить на два больших класса: временные (или фазовые) и частотные и в каждом классе выделить два подкласса — одноканальные и двухканальные (или балансные).

Работа временных (фазовых) анемометров определяется соотношением [3]

$$\tau = \frac{L}{c_0 + v_x}, \quad \Delta \varphi = 2 \pi f_0 \tau = \frac{2 \pi f_0 L}{c_0 + v_x} \quad (1)$$

для одноканальных и

$$\tau = \frac{2Lv_x}{c_0^2 - v_x^2}, \quad \Delta \varphi = \frac{4 \pi f_0 Lv_x}{c_0^2 - v_x^2} \quad (2)$$

для двухканальных.

Для анемометров частотного типа аналогичными будут формулы

для одноканальных

$$f = \frac{1}{\tau} = \frac{c_0 + v_x}{L} \quad (3)$$

и для двухканальных

$$\Delta f = \frac{2v_x}{L}. \quad (4)$$

В формулах (1) — (4) использованы следующие обозначения:
 L — база прибора (расстояние между излучателем и приемником);

c_0 — скорость распространения звука в неподвижной среде (воздухе);

v_x — составляющая скорости ветра вдоль оси, на которой расположены излучатель и приемник;

f_0 — частота используемых акустических колебаний;

τ — измеряемое прибором время прохождения импульса от излучателя до приемника (в одноканальном варианте) или раз-

ность соответствующих времен для двух приемников (в двухканальном варианте);

$\Delta\phi$ — разность фаз сигналов на излучателе и приемнике (для одноканального варианта) или между двумя приемниками (для двухканального варианта);

f — частота собственных колебаний в одноканальных анемометрах частотного типа;

Δf — разность частот собственных колебаний каналов в двухканальных частотных анемометрах.

Из приведенных соотношений видно, что только двухканальные частотные анемометры не зависят от скорости распространения звука c_0 , которая, в свою очередь, зависит от температуры и в меньшей степени от влажности воздуха [5]. В двухканальных временных (фазовых) анемометрах эта зависимость выражена особенно сильно, поскольку в формулы (2) входит c_0^2 ; из соотношений видно также, что в частотных анемометрах связь выходной величины (f , Δf) с измеряемой (v_x) линейна, а во временных и фазовых — нелинейна.

Эта нелинейность выражена слабее в двухканальных приборах и сильнее в одноканальных, поскольку знаменатель в формуле (1) содержит сумму первых степеней, а в формулах (2) — сумму квадратов c_0 и v_x .

Таким образом, наиболее предпочтительным с точки зрения однозначной и линейной зависимости между измеряемой и выходной величинами является двухканальный частотный вариант.

Однако частотным системам по сравнению с фазовыми свойственны некоторые недостатки. Основной из этих недостатков связан с самой сущностью акустического принципа измерения, а именно с тем, что исследуемая среда является существенной частью измерительной системы, т. е. звеном, где происходит выявление измеряемого параметра.

Прежде всего при измерениях в свободной атмосфере происходит рассеяние энергии акустической волны за счет турбулентности, температурных градиентов и других неоднородностей среды. Значительное уменьшение амплитуды акустического сигнала сопровождается искажением его формы. В разомкнутых системах (временных, фазовых) это может привести к некоторому снижению точности измерения, в замкнутых (частотных) — к появлению неустойчивости и даже к нарушению работы схемы [6].

Кроме того, частотные схемы значительно менее чувствительны и более инерционны, чем фазовые. И, наконец, для двухканальной частотной системы требуется два независимых работающих излучателя с соответствующими блоками усиления и формирования, что делает эту систему сложнее фазовой.

Таким образом, принимая во внимание все сказанное выше представляется весьма целесообразной разработка такого способа измерения скорости потока, который бы объединял в себе достоинства временных и частотных систем и был бы лишен их основных недостатков.

Ниже описывается акустическая измерительная система, в которой реализована временная (фазовая) схема выявления времени запаздывания акустического сигнала (при его распространении от излучателя к приемнику), и частотная схема измерения этого запаздывания.

Возможность построения такой системы основана на том, что фазовые сдвиги или временные интервалы в схеме, работающей

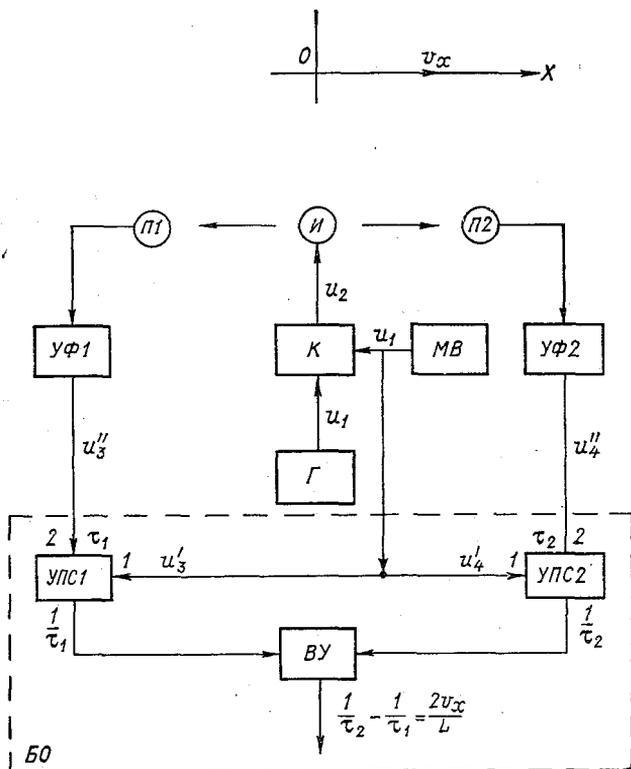


Рис. 1. Блок-схема анемометра.

по временному (фазовому) принципу, содержат информацию о том, с какой частотой работала бы в этих условиях замкнутая частотная система. Действительно, время прохождения акустического сигнала в анемометре временного типа (τ_1 — в одноканальном, τ_1 и τ_2 — в двухканальном) функционально связано с частотой f_1 (или с разностью частот $\Delta f = f_1 - f_2$ для двухканальной системы), с которой в данных условиях работала бы прибор частотного типа:

$$f_1 = \frac{1}{\tau_1}, \quad \Delta f = \frac{1}{\tau_1} - \frac{1}{\tau_2}.$$

Поэтому, подвергнув сигналы временной системы обработки в соответствии с формулами (3) и (4), можно получить на выходе прибора характеристику частотной системы.

На рис. 1 в общем виде представлена блок-схема, а на рис. 2 временная диаграмма, поясняющая работу устройства. Верхняя часть схемы (не выделенная пунктиром) представляет собой узел двухканальной время-импульсной системы. Непрерывно работающий мультивибратор $MВ$ периодически открывает ключ K и обе

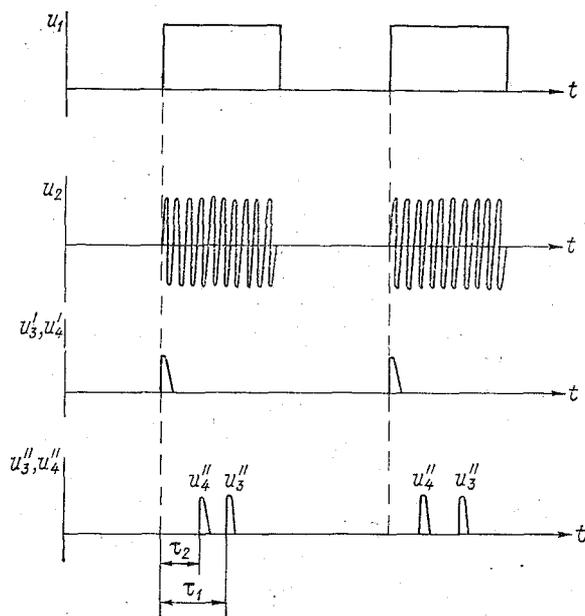


Рис. 2. Временная диаграмма, поясняющая работу анемометра.

спечивает прохождение импульсов с высокочастотным заполнением u_2 от генератора G на излучатель I . Поступающие с приемников $П1$ и $П2$ сигналы усиливаются и формируются блоками $УФ1$ и $УФ2$ и выдаются в виде кратковременных импульсов u''_3 , u''_4 , совпадающих с передними фронтами акустических сигналов.

Эти импульсы, а также импульсы переднего фронта $MВ$ u'_3 , u'_4 , соответствующие переднему фронту акустического сигнала на излучателе I , поступают в блок обработки $БО$, который состоит из двух устройств преобразования сигналов $УПС 1$, $УПС 2$ и вычитающего устройства $ВУ$. На $УПС 1$ и $УПС 2$ поступают временные интервалы, определяющие время распространения акустического сигнала от I до соответствующего приемника (τ_1 и τ_2).

ПС 1 и УПС 2 осуществляют преобразование временных интервалов в обратную величину:

$$\lambda_1 = \frac{1}{\tau_1} = \frac{c_0 - v_x}{L}, \quad \lambda_2 = \frac{1}{\tau_2} = \frac{c_0 + v_x}{L}.$$

После вычитания, осуществляемого в ВУ, получается разность, линейно связанная с v_x и не зависящая от c_0 ,

$$\Delta \lambda = \lambda_1 - \lambda_2 = \frac{1}{\tau_1} - \frac{1}{\tau_2} = \frac{2v_x}{L} \quad (5)$$

— свойство характерное для балансной частотной системы.

Вместе с тем система разомкнута, работает в принудительном (не автоколебательном) режиме и в ней используется только один излучатель. Конкретное выполнение схемы БО может быть различным — дискретным или аналоговым, с осреднением v_x или, наоборот, с отдельной обработкой каждого периода и т. д.

На рис. 3 представлен вариант реализации общей блок-схемы рис. 1, осуществленный на дискретных элементах и предназначенный для определения средней скорости ветра за некоторый промежуток времени T . Излучатель и схема управления излучателем (узлы И, МВ, Г1, К), а также оба канала приема, усиления и формирования сигналов (узлы П1, УФ1, П2, УФ2) на схеме рис. 3 аналогичны общей схеме, изображенной на рис. 1. Функциональное преобразование временного интервала в число импульсов $\lambda = 1/\tau$ выполняют две одинаковые схемы, состоящие из последовательно соединенных ключа К1, счетчика импульсов СИ 1 и схемы «И 1» в первом канале и соответственно К2, СИ 2 и «И 2» — во втором канале. Счетчики СИ 1 и СИ 2 считают импульсы, поступающие от общего для двух каналов генератора Г2 через ключи функциональных преобразователей К1 и К2.

Остальная часть системы, также общая для обоих каналов, представляет собой схему измерения и состоит из последовательно соединенных генератора измерительных импульсов Г3, ключа К3 и счетчика импульсов СИЗ, а также логической схемы ЛС, открывающей ключ К3 в течение промежутка времени, когда один из счетчиков функциональных преобразователей заполнен, а другой нет.

Для определения знака измеряемой скорости ветра служит схема, состоящая из триггера знака $T_{\text{зн}}$ и ключа К4. Рассмотрим работу схемы в целом.

Непрерывно работающий мультивибратор МВ периодически открывает и закрывает ключ К, который в открытом состоянии пропускает высокочастотные колебания от ультразвукового генератора Г1 на излучатель И. Таким образом, излучатель периодически посылает в среду акустический импульс с высокочастотным заполнением.

Одновременно с выхода мультивибратора сигнал поступает на входы ключей К1, К2 и открывает их. С этого момента высоко-

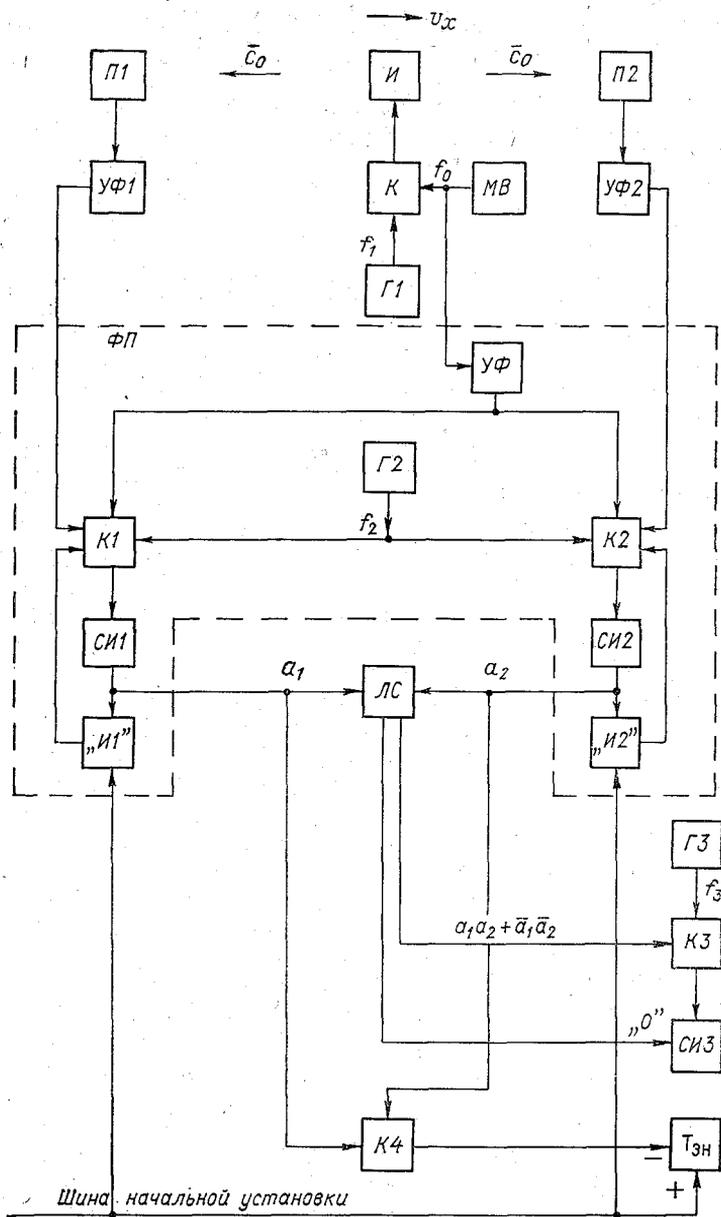


Рис. 3. Функциональная схема анемометра.

стотные колебания с выхода генератора счетных импульсов $G2$ через открытые ключи поступают на счетчики импульсов $СИ1$, $И2$ функциональных преобразователей временного интервала число импульсов.

Акустический сигнал, распространяясь в среде, через некоторое время (τ_1 и τ_2) достигает приемников $П1$ и $П2$. Электрические сигналы с выходов приемников поступают на усилители-формирователи $УФ1$, $УФ2$, которые вырабатывают короткие импульсы, совпадающие по времени с передним фронтом акустического сигнала у соответствующего приемника. С выходов усилителей-формирователей короткие импульсы поступают на ключи функциональных преобразователей и закрывают их.

Таким образом, счетные импульсы от генератора $G2$ проходят на счетчики соответствующих функциональных преобразователей периодически в течение промежутков времени распространения акустических сигналов от излучателя: τ_1 — к приемнику $П1$, τ_2 — к приемнику $П2$.

За один период работы мультивибратора в счетчик $СИ1$ проходит $n_1 = f_2 \tau_1$, а в счетчик $СИ2$ — $n_2 = f_2 \tau_2$ импульсов, где f_2 — частота генератора $G2$. В состав счетчиков функциональных преобразователей входят схемы, позволяющие различать нулевое и ненулевое состояние счетчиков. На рис. 3 эти сигналы обозначены через a_1 и a_2 . С выходов соответствующих счетчиков эти сигналы подаются на входы схем «И1», «И2» и логической схемы. На другие входы схем «И» поданы сигналы шины начальной установки. Когда любой из счетчиков $СИ1$, $СИ2$ приходит в процессе счета в нулевое состояние, соответствующий сигнал (a_1 , a_2) с его выхода проходит через схему «И» на запирающий вход ключа $K1$ или $K2$. Поэтому с приходом любого из счетчиков в нулевое состояние ключ в соответствующем канале запирается и счетные импульсы на счетчик больше не приходят.

Если емкость счетчиков N , то для полного заполнения их (начиная от нулевого состояния) затрачивается время:

для счетчика $СИ1$

$$t_1 = \frac{N}{n_1} \frac{1}{f_0} = \frac{N}{f_0 f_2 \tau_1}, \quad (6)$$

для счетчика $СИ2$

$$t_2 = \frac{N}{n_2} \frac{1}{f_0} = \frac{N}{f_0 f_2 \tau_2}, \quad (7)$$

где f_0 — частота мультивибратора.

Если выразить разность $\Delta t = t_2 - t_1$ через скорость ветра v_x , используя соотношение

$$\tau_1 = \frac{L}{c_0 - v_x} \quad \text{и} \quad \tau_2 = \frac{L}{c_0 + v_x}, \quad \text{то}$$

$$\Delta t = \frac{N}{f_0 f_2} \left(\frac{1}{f_2 \tau_1} - \frac{1}{f_2 \tau_2} \right) = \frac{2N}{L f_0 f_2} v_x. \quad (8)$$

Таким образом, разность Δt пропорциональна скорости ветра v_x и не зависит от c_0 .

Эта разность в процессе работы схемы образуется следующим образом. В исходном состоянии в счетчиках *СИ1*, *СИ2* записан нуль. Перед измерительным циклом единичный сигнал в шине начальной установки кратковременно прерывается, вследствие чего снимается запрещающий сигнал с выходов схем «И1», «И2» и входы ключей *К1*, *К2*, и первый же из счетных импульсов с выхода генератора *Г2* выводит счетчики из нулевого состояния, в связи с чем на их выходах сигнал пропадает ($a_1 = a_2 = 0$). Далее осуществляется счет, как описывалось выше, до заполнения счетчиков.

Сигналом в шине начальной установки можно управлять как вручную (при однократных измерениях), так и с заданной периодичностью (в автоматическом режиме).

Логическая схема, на входы которой поступают сигналы a_1 и a_2 с выходов счетчиков *СИ1*, *СИ2* реализует функцию

$$F(a_1, a_2) = a_1 a_2 + \bar{a}_1 \bar{a}_2. \quad (9)$$

Этот сигнал с выхода логической схемы поступает на ключ *К3* схемы измерения и запирает его. Когда один из счетчиков *СИ1* или *СИ2* приходит в нулевое состояние, открывается ключ *К3*, и одновременно в счетчик *СИ3* записывается «нуль». Начиная с этого момента и до прихода в «нуль» второго счетчика, ключ *К3* остается открытым на время

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{2N}{L f_0 f_2} v_x.$$

За это время от генератора *Г3* через ключ *К3* на счетчик *СИ3* схемы измерения поступит импульсов

$$N_1 = \frac{2N f_3}{L f_0 f_2} v_x. \quad (10)$$

Итак, число импульсов N_1 пропорционально измеряемой средней скорости ветра V_{cp} , и путем соответствующего подбора параметров (N , L , f_0 , f_2 , f_3) может выражать эту скорость в желаемых единицах.

Таким образом, к моменту, когда оба счетчика *СИ1* и *СИ2* окажутся в нулевом состоянии и ключ *К3* схемы измерения закроется, в счетчик *СИ3* будет записано

$$N_1 = k V_{cp}.$$

Для определения знака V_{cp} служит схема, состоящая из ключа *К4* и триггера знака T_{zn} . При начальной установке триггер знака устанавливается в состояние «+».

Если первым в нулевое состояние приходит счетчик *СИ2*, то сигнал a_2 с его выхода запирает ключ *К4*. При этом триггер знака остается в состоянии «+». Если же первоначально в состоянии

пуль» окажется счетчик *СИ1*, что происходит, когда проекция вектора скорости ветра на направление излучения направлена от излучателя к приемнику *П1*, то сигнал a_1 с выхода счетчика *СИ1* проходит через открытый ключ *К4* и устанавливает триггер знака в состояние «—». В таком состоянии схема находится до очередного импульса начальной установки, после чего весь цикл повторяется. За это время значение $V_{ср}$ может быть считано со счетчика и триггера знака схемы измерения визуально с помощью индикаторных ламп или передано в другие блоки для последующего преобразования.

Импульс начальной установки может подаваться вручную или автоматически с необходимой периодичностью.

Как было сказано, число импульсов N_1 пропорционально измеряемой скорости ветра $V_{ср}$ и путем соответствующего подбора параметров (L, N, f_0, f_2, f_3) может выражать эту скорость в желаемых единицах. В частности может оказаться, что $f_3=f_0, f_2=f_1$ (f_1 — частота генератора *Г1*). В этом случае можно изъять генераторы *Г2* и *Г3*, подавая в соответствующие цепи сигналы с выхода генератора *Г1* и мультивибратора *МВ*.

В рассмотренной схеме для однократного определения $V_{ср}$ требуется достаточно большое число циклов работы мультивибратора *МВ* (тем большее, чем выше требуемая точность измерения). Период осреднения измеряемой скорости ветра можно менять в широких пределах путем изменения частоты работы мультивибратора *МВ*. Однако длительность каждого цикла в сторону уменьшения ограничена частотой работы излучателя (*Г1*) и требованиями, чтобы каждый акустический импульс содержал некоторое минимальное число периодов несущей частоты. В связи с этим схема рассмотренного анемометра наиболее приемлема для определения средних значений скорости ветра.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 236 877 [СССР]. Устройство для измерения скорости ветра/ П. Афиногенов, М. В. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1969, № 7.
2. А. с. 134920 [СССР]. Импульсный ультразвуковой термоанемометр/ П. Фатеев. — Оpubл. в Б. И., 1961, № 1.
3. Афиногенов Л. П., Грушин С. И., Романова Е. В. Аппаратура для исследований приземного слоя атмосферы. — Л., Гидрометеонздат, 1977. — 19 с.
4. Бовшеверов В. М., Мордухович М. И. Локальные акустические методы исследования атмосферы. — Вестник АН СССР, 1961, № 9, с. 56—60.
5. Качурин Л. Г. Электрические измерения аэрофизических величин. — М., Высшая школа, 1967. — 488 с.
6. Попов М. В. Некоторые результаты испытаний акустических датчиков скорости ветра. — Труды ГГО, 1974, вып. 309, с. 97—105.

О ПОВЫШЕНИИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРВИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ АКУСТИЧЕСКИХ АНЕМОМЕТРОВ

Наибольшее применение в качестве первичных преобразователей акустических анемометров (излучателей и приемников ультразвуковых колебаний) получили пьезокерамические преобразователи, выполненные на основе твердых растворов цирконата-титаната свинца (ЦТС).

В табл. 1 приведены параметры некоторых промышленных пьезоэлектрических материалов [6, 7]. Из таблицы видно, что все материалы системы ЦТС имеют высокие значения пьезоэлектрических параметров и температуры Кюри (T_K). Их эффективность

Таблица

Материал	ϵ Ф/М	$tg \delta$ %	Q_M	$d_{31} \cdot 10^{-11}$ м/В	$d_{32} \cdot 10^{-11}$ м/В	ТКЧ $\cdot 10^{-6}$	$K_p \cdot 10^{-4}$ $\frac{V}{H^{1/2}}$	T_K °C	Уход за 10 лет, %
ЦТС-19	1200—1800	2,2	70	15,7	36	110	0,442	305	0,5
ЦТС-23	900—1300	$\leq 0,6$	200	10,3	22	—	$\geq 0,452$	285	—
ЦТС-24	900—1300	$\leq 0,6$	230	10,3	22	—	$\geq 0,475$	280	—
ЦТС-60	500—900	4,0	≥ 400	3,3	10	30	0,316	305	0,35

определяется высоким значением коэффициента электромеханической связи в широком интервале температур от -180 до $+250^\circ\text{C}$. Наибольшей температурной стабильностью обладает состав ЦТС-60, температурный коэффициент частоты (ТКЧ) которого равный относительному изменению частоты пьезоэлемента при изменении окружающей температуры на 1°C , составляет $30 \cdot 10^{-6}$. Однако у ЦТС-60 по сравнению с другими составами значительно выше диэлектрические потери ($tg \delta$) и ниже коэффициент электро-

механической связи K_p . Недостатком составов ЦТС-23, ЦТС-24 и ЦТС-60 по сравнению с ЦТС-19 следует считать очень высокие значения добротности Q_m , поскольку это приводит к значительным трудностям при проектировании электроакустических систем с преобразованием частоты (АМ, ЧМ и др.) [8, 12] и снижает точность измерения параметров ветра.

До настоящего времени для создания электроакустических преобразователей чаще других используется пьезокерамика ЦТС-19 [9—11]. Этот материал обладает наибольшими значениями пьезомодулей d_{31} и d_{33} и диэлектрической постоянной ϵ , что позволяет создавать чувствительные приемники и эффективные излучатели акустических колебаний и облегчает согласование их с электрическими узлами анемометра даже при наличии длинных кабелей.

Как известно, эффективность работы системы пьезоэлектрических преобразователей в режиме излучения и приема в свободной атмосфере зависит от ряда факторов: от стабильности характеристик пьезоэлемента в широком диапазоне изменения параметров окружающей среды, от пьезоэлектрических и других физико-механических свойств пьезокерамики, от согласования электроакустических преобразователей на акустической и электрической стороне измерительной системы, от режима работы излучателей и приемников, от их взаимной настройки и др. Работы [5, 13] посвящены вопросам оптимального согласования электроакустических преобразователей на акустической и электрической сторонах с целью увеличения отдаваемой в среду при излучении (или получаемой при приеме) мощности.

В настоящей работе рассматриваются некоторые возможности повышения эффективности работы системы излучатель — приемник применительно к преобразователям, выполненным из пьезокерамических систем ЦТС, и, в частности, из ЦТС-19.

Как известно [4, 7, 11 и др.], основными факторами, определяющими работу преобразователя и его характеристики, кроме физи-

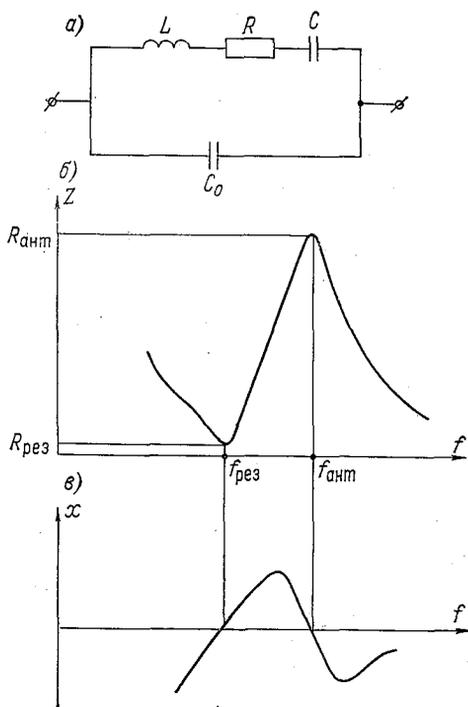


Рис. 1. Эквивалентная схема пьезопреобразователя (а) и зависимости модуля (б) и реактивной составляющей (в) сопротивления пьезопреобразователя от частоты.

ческих параметров пьезоэлектрика, являются величина и напряженные поляризации, топология электродов и способ закрепления пьезоэлемента.

В электрической цепи переменного тока на частотах, близких к резонансным, пьезоэлектрический преобразователь ведет себя как последовательно-параллельный контур [4, 7, 8], схема которого представлена на рис. 1 а. Как видно из эквивалентной схемы, в которой C_0 — статическая емкость пьезоэлемента, L , C , R — параметры, характеризующие динамические свойства преобразователя, пьезоэлемент имеет два резонанса: последовательный, называемый механическим (резонанс напряжений в ветви L C R), и параллельный — антирезонанс (резонанс токов в контуре L C R C_0).

На частотах резонанса и антирезонанса сопротивление контура носит активный характер, в резонансном промежутке — индуктивный и вне резонансного промежутка — емкостный. При работе излучателя от генератора напряжения на низкое акустическое сопротивление максимального коэффициента передачи можно добиться только на частоте механического резонанса, когда внутреннее механическое сопротивление минимально. В режиме приема пьезоэлемента эффективнее работать на частоте антирезонанса, поэтому с целью увеличения коэффициента передачи системы излучатель — приемник преобразователя следует настраивать таким образом, чтобы резонансная частота излучателя была равна антирезонансной частоте приемника [4].

Известные способы настройки пьезоэлектрических преобразователей [1, 5] основаны на изменении амплитудно-частотной характеристики путем изменения массы пьезоэлемента (стачиванием) или путем нанесения на пьезоэлемент слоя металла (напылением) с последующим частичным его удалением. Оба способа сложны в реализации, трудоемки, неудобны и не могут обеспечить достаточной точности настройки. При стачивании пьезоэлемента возможны случаи уменьшения длины на большую величину, чем требуется. Тогда необходима настройка второго преобразователя и т. д.

Кроме того, рассмотренные способы исключают возможность использования максимального пьезомодуля d_{33} , когда направление внешней действующей силы возбуждающего напряжения или упругих колебаний среды совпадает с напряжением вектора поляризации пьезоэлемента. В этом случае электроды должны располагаться на торцах преобразователя, поляризованного по длине. Способы настройки, основанные на изменении длины, не допускают этого и эффективность пьезопреобразователя снижается вдвое.

Для настройки пьезокерамических преобразователей можно воспользоваться наличием управляемого пьезоэлектрического эффекта в некоторых пьезокерамиках, описанного в [3, 7].

Возможность управления пьезоэлектрическими константами у сегнетоэлектриков является следствием возможности изменения при помощи внешних воздействий условий, обеспечивающих воз-

никновение и проявление пьезоэлектричества. Управлять можно путем изменения поляризующего электрического поля, механического напряжения, температуры, а также их совокупным действием. Кроме того, существует возможность управления путем изменения условий работы пьезоэлемента, в частности, изменением степени его зажатия.

Для настройки излучателей и приемников акустических анемометров целесообразно использовать электроуправляемый пьезоэффект.

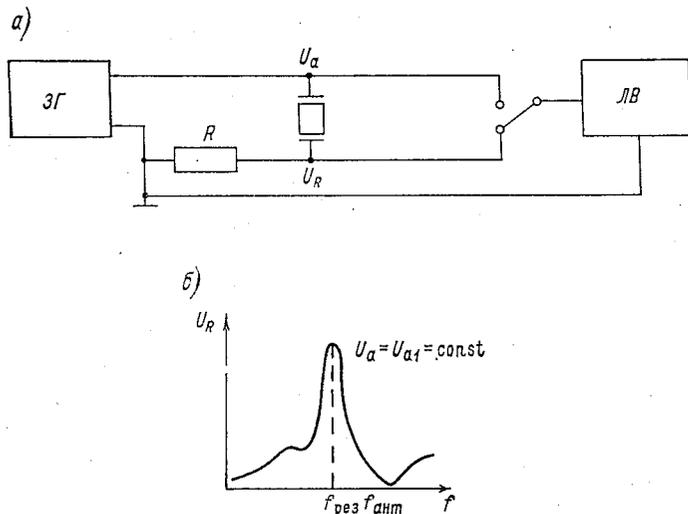


Рис. 2. Схема измерения параметров пьезопреобразователя (а) и амплитудно-частотная характеристика пьезоэлемента (б).

Все твердые растворы цирконата свинца, содержащие более 10 мол. % титаната свинца, являются сегнетоэлектриками [7]. Следовательно, для изменения резонансной частоты пьезопреобразователя из ЦТС достаточно приложить к нему напряжение постоянного смещения (поляризации) необходимой величины и заставить стабилизировать.

Для изменения резонансной частоты преобразователя из ЦТС-19 на 1 кГц необходимо создать поле около 300 В на 1 мм длины пьезоэлемента. К достоинствам рассмотренного способа можно отнести точность настройки и возможность использования максимального пьезомодуля d_{33} , к недостаткам — необходимость в источнике высокого напряжения и, как следствие этого, значительное усложнение конструкции управляемого преобразователя.

Однако динамические свойства пьезоэлементов из ЦТС-19 зависят не только от поляризующего электрического поля, но и от

амплитуды возбуждающего напряжения. Было исследовано более сотни стержневых пьезоэлементов с частотой механического резонанса от 100 до 200 кГц. У всех образцов обнаружена близкая к линейной зависимость резонансной частоты от амплитуды возбуждающего напряжения. Измерения проводились по схеме, представленной на рис. 2 а. Возбуждающее напряжение от генератора 3Г подается на пьезопреобразователь и при изменении частоты поддерживается неизменным. Ток, протекающий через преобразователь, контролируется за мерами напряжения на сопротивлении

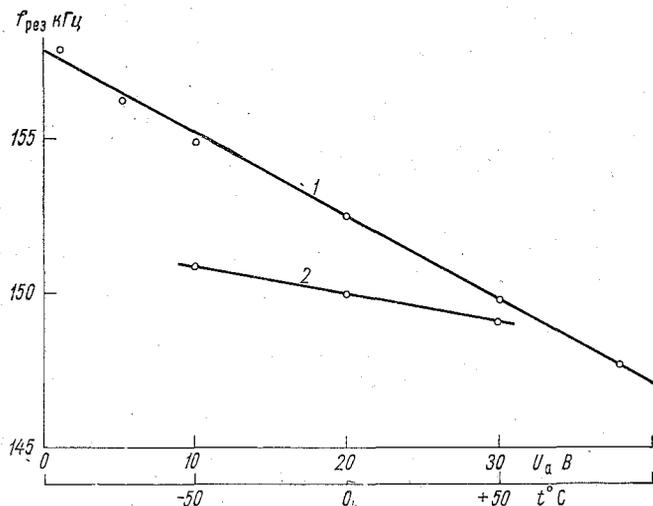


Рис. 3. Зависимость $f_{рез}$ пьезокерамики ЦТС-19 от амплитуды возбуждающего напряжения (1) и температуры (2).

$R=1$ Ом, величина которого выбирается намного меньше сопротивления излучения. При изменении частоты генератора находится ряд значений напряжения U_R и строится график вида, показанного на рис. 2 б.

Частота механического резонанса $f_{рез}$ определяется при максимуме напряжения U_R , частота антирезонанса $f_{ант}$ (справа от $f_{рез}$) — при минимуме U_R . После этого изменяется амплитуда возбуждающего напряжения и все операции повторяются.

На рис. 3 (кривая 1) представлена снятая по описанной методике зависимость резонансной частоты от амплитуды возбуждающего напряжения U_a для стержневого пьезоэлемента из ЦТС-19, имеющего при $U_a=1$ В частоту механического резонанса 158 кГц и при $U_a=40$ В — 148 кГц. Как видно из рис. 3, для изменения резонансной частоты на ± 1 кГц (что, как правило, более чем достаточно) амплитуду возбуждающего напряжения нужно изменить на $\pm 3,5$ В соответственно.

Таким образом, изменяя амплитуду возбуждающего излучателя напряжения до совпадения резонансных частот пьезоэлементов затем стабилизируя ее, можно настраивать пьезоэлементы в резонанс с высокой точностью и в достаточно широком диапазоне, причем резонансную частоту можно изменять как в сторону уменьшения, так и в сторону увеличения.

Рассмотренный способ отличается простотой, он позволяет повысить стабильность частоты, которая в данном случае зависит от амплитуды возбуждающего пьезоэлемент электрического напряжения. А стабилизировать амплитуду электрического сигнала, как известно, можно с достаточно высокой степенью точности. Кроме того, он позволяет в два раза повысить эффективность и чувствительность пьезоэлементов за счет возможности использования максимального пьезомодуля d_{33} . На рис. 3 представлена также зависимость резонансной частоты рассматриваемых преобразователей от температуры (кривая 2). В диапазоне от -60 до $+80^\circ\text{C}$ ТКЧ пьезокерамики ЦТС-19 составляет $110 \cdot 10^{-6}$. При изменении температуры окружающей среды на $\pm 50^\circ\text{C}$ $f_{\text{рез}}$ меняется на ± 825 Гц относительно частоты механического резонанса 50 кГц. При разработке конструкций излучателей и приемников необходимо учитывать эту зависимость и создавать для них одинаковые температурные условия работы. В этом случае влияние температуры окружающей среды на характеристики управления могут быть сведены до минимума.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 104 042 [СССР]. Способ регулировки частоты пьезоэлектрических резонаторов/П. Г. Поздняков.— М.: Стандартгиз, 1956.
2. А. с. 131 790 [СССР]. Способ настройки частоты пьезоэлектрических резонаторов/П. Г. Поздняков.— Оpubл. в Б. И., 1960, № 18.
3. Алексеев А. Н., Малов В. В., Полужников В. М. О возможностях и перспективах использования управляемого пьезоэлектрического эффекта в пьезокерамике.— В кн.: Новые пьезо- и сегнетоматериалы и их применение. ..., 1969, с. 169—173.
4. Домаркас В. И., Кажис Р.-И. Ю. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи.— Вильнюс: Минитис, 1975.— 255 с.
5. Егоричев А. В., Прудников А. С., Чернышев К. В. Узкополосное согласование электроакустических преобразователей с генератором.— Акустический журнал, 1975, т. 21, вып. 4, с. 544—550.
6. Материалы пьезокерамические. Типы и марки. Технические требования. ОСТ 13927-68. М., 1968.
7. Плужников В. М., Семенов В. С. Пьезокерамические твердые пленки.— М.: Энергия, 1971.— 168 с.
8. Попов М. В. К анализу погрешностей акустических частотных датчиков скорости ветра.— Труды ГГО, 1969, вып. 240, с. 53—60.
9. Попов М. В. Ультразвуковые преобразователи для акустических анемометров.— Труды ГГО, 1969, вып. 240, с. 61—64.
10. Попов М. В. Некоторые вопросы конструирования первичных преобразователей для акустических анемометров.— В кн.: Информационные материалы о гидрометеорологическим приборам и методам наблюдений. Сб. 43, 1970, 7—9.

11. Попов М. В., Романов Е. В., Румянцев О. С. Некоторые пути повышения эффективности первичных преобразователей акустических анемометров.— Труды ГГО, 1971, вып. 259, с. 36—40.

12. Попов М. В. Некоторые результаты испытаний акустических датчиков скорости ветра.— Труды ГГО, 1974, вып. 309, с. 97—105.

13. Прохоров С. Ю., Чернышев К. В. Электрическое согласование преобразователей в широкой полосе частот.— Акустический журнал, 1977, вып. с. 285.

В. Е. Карпуша

О ПОСТОЯНСТВЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ КОМПЕНСАЦИОННОГО БАРОМЕТРА С СИЛЬФОННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Компенсационные барометры, в которых в качестве чувствительного элемента применен сильфон, работающий в режиме силовой компенсации, обладают высокой точностью [3]. Введение постоянной поправки в показания барометра при установке его в месте эксплуатации (в тех случаях, когда возникает необходимость в изменении пределов измерения) осуществляется просто [1]. На основании имеющихся работ и опыта эксплуатации известно, что чувствительность этих барометров постоянна во всем диапазоне измеряемого им давления [2]. Постоянство чувствительности барометра определяется постоянством его общего коэффициента преобразования.

Постоянство параметров, определяющих общий коэффициент преобразования барометра (в том числе и независимость их от атмосферного давления), не вызывает сомнений. Однако еще недостаточно экспериментальных данных, подтверждающих независимость эффективной площади вакуумированного сильфона от атмосферного давления, являющейся одним из параметров, определяющих коэффициент преобразования барометра. В связи с этим могут возникнуть сомнения относительно постоянства чувствительности барометра. Непостоянство его чувствительности привело бы к значительному усложнению при эксплуатации. Таким образом, оказалось целесообразным провести дополнительные исследования постоянства чувствительности барометра, которое, по существу, сводится к исследованию постоянства эффективной площади сильфона. Предпринимавшиеся ранее попытки исследования зависимости эффективной площади сильфона (специально разработанного для компенсационного барометра) от давления путем прямых измерений не увенчались успехом из-за отсутствия контрольных средств необходимой точности. Эта задача была решена косвенным путем; определялось, отличается ли чувствительность барометра (эффективная площадь сильфона) между собой в двух предельных

точках измеряемого барометром атмосферного давления (т. е. при относительно больших изменениях давления).

Было исследовано два барометра, каждым из которых измерялось атмосферное давление сначала в диапазоне 955—1075 мбар, а затем в диапазоне 585—705 мбар. По полученным результатам измерений определялось отклонение чувствительности от 1 (единицы) для первого и второго случая. Очевидно, что если чувствительность (или отклонение чувствительности от 1) не изменялась, то не изменялась и эффективная площадь сильфона или изменения были столь малы, что находились в пределах допускаемой погрешности измерения и поэтому ими можно было пренебречь.

Таблица 1

Барометр № 3

p мбар	$\Delta_{срi} \cdot 10^2$ мбар	$(\bar{\Delta}_{ср} - \Delta_{срi}) \cdot 10^2$ мбар	p мбар	$\Delta_{срi} \cdot 10^2$ мбар	$(\bar{\Delta}_{ср} - \Delta_{срi}) \cdot 10^2$ мбар
955	+2,5	+0,5	585	-1,5	+2,5
975	+2,5	+0,5	605	+2	-1
995	+1	+2	625	+2	-1
1015	+5	-2	645	+5,5	-4,5
1035	+6	-3	665	-1	+2
1055	+4	-1	685	+2	-1
1075	+2,5	+0,5	705	-3	+4

$$\bar{\Delta}_{ср} = +3 \cdot 10^{-2} \text{ мбар}$$

$$\sigma_i = 3 \cdot 10^{-2} \text{ мбар}$$

$$\bar{\Delta}_{ср} = +1 \cdot 10^{-2} \text{ мбар}$$

$$\sigma_i = 3,4 \cdot 10^{-2} \text{ мбар}$$

Таблица 2

Барометр № 2

p мбар	$\Delta_{срi} \cdot 10^2$ мбар	$(\bar{\Delta}_{ср} - \Delta_{срi}) \cdot 10^2$ мбар	p мбар	$\Delta_{срi} \cdot 10^2$ мбар	$(\bar{\Delta}_{ср} - \Delta_{срi}) \cdot 10^2$ мбар
955	+2,5	-0,5	597	-2,5	+0,5
975	+6	-4	605	+3,5	-5,5
995	+7	-5	625	+1,5	-3,5
1015	-1,5	+3,5	645	+1	-3
1035	+1	+1	665	+1	-3
1055	+3	-1	685	-3	+1
1075	-4	+6	705	-4	+2

$$\bar{\Delta}_{ср} = +2 \cdot 10^{-2} \text{ мбар}$$

$$\sigma_i = 4,3 \cdot 10^{-2} \text{ мбар}$$

$$\bar{\Delta}_{ср} = -2 \cdot 10^{-2} \text{ мбар}$$

$$\sigma_i = 3,5 \cdot 10^{-2} \text{ мбар}$$

Полученные результаты приведены в табл. 1 и 2. Значения атмосферного давления в представленных таблицах округлены до ближайшего целого числа, так как для определения отклонений чувствительности это не имеет существенного значения. В таблицах приняты следующие обозначения:

$\Delta_{\text{ср } i}$ — среднее значение разности между показаниями эталонного (МАД-3) и исследуемого барометра для серии из 10 измерений,

$\Delta_{\text{ср}}$ — общее среднее для совокупности,

σ_i — средняя квадратическая погрешность единичного измерения для данной совокупности.

Очевидно, что для нашего случая средняя квадратическая погрешность $\Delta_{\text{ср } i}$ будет в три раза меньше σ_i . Ограничивая зону достижимых отклонений $\Delta_{\text{ср } i}$ от $\Delta_{\text{ср}}$ значением σ_i (т. е. $3 \sigma_{\text{ср}}$), замечаем, что количество значений $\Delta_{\text{ср}} - \Delta_{\text{ср } i}$, выходящих за пределы этой зоны, мало, а сами отклонения имеют случайный характер.

Основываясь на этом, уже можно было бы утверждать, что если значение эффективной площади сильфона все же изменяется, то весьма незначительную величину, не оказывающую существенного влияния на точность результата измерения.

Однако более целесообразно все же найти количественные характеристики чувствительности и оценить ее изменение при изменении измеряемого параметра.

Отклонение чувствительности от единицы находится по выражению

$$\Delta'_1 = \frac{\Delta_{\text{ср } 1} - \Delta_{\text{ср } 2}}{p_1 - p_2},$$

где $\Delta_{\text{ср } 1}$ — средняя разность между показаниями эталонного и исследуемого барометров при давлении p_1 ; $\Delta_{\text{ср } 2}$ — то же при давлении p_2 .

Для повышения точности результата были найдены средние значения Δ'_1 для диапазонов 955—1075 и 585—705 мбар.

В каждом из случаев были найдены все возможные разности между значениями атмосферного давления Δp_i и соответствующими им разностями показаний $\Delta_{\text{ср } i}$, значения которых в сотых долях миллибара для диапазона 955—1075 мбар приведены в табл. 3, для диапазона 585—705 мбар — в табл. 4.

Для барометра № 3 $\Delta'_{\text{ср } 3}$ для диапазона 955—1075 мбар равно

$$= \frac{0 - 1,5 + 4 + 1 - 2 - 1,5}{20} + \frac{-1,5 + 2,5 + 5 - 1 - 3,5}{40} + \frac{2,5 + 3,5 + 3 - 2,5}{60} \times$$

$$\times \frac{3,5 + 1,5 + 1,5}{80} + \frac{1,5 + 0}{100} + \frac{0}{120} \cdot 10^{-2} = 0,12 \cdot 10^{-3}$$

Барометр № 3

p мбар	p мбар						
	955	975	995	1015	1035	1055	1075
955	—	0	-1,5	+2,5	+3,5	+1,5	0
975	+3,5	—	-1,5	+2,5	+3,5	+1,5	0
995	+4,5	+1	—	+4,0	+5	+3	+1,5
1015	-4	-7,5	-3,5	—	+1	-1	-2,5
1035	-1,5	-5	-6	+2,5	—	-2	-3,5
1055	+0,5	-3	-4	+4,5	+2	—	-1,5
1075	-6,5	-10	-11	-2,5	-5	-7	—

Барометр № 2

Барометр № 3

p мбар	p мбар						
	585	605	625	645	665	685	705
585	—	+3,5	+3,5	+7	+0,5	+3,5	-1,5
605	+6	—	0	+3,5	-3	0	-0,5
625	+4	-2	—	+3,5	-3	0	-5
645	+3,5	-2,5	-0,5	—	-6,5	-3,5	-6,5
665	+3,5	-2,5	-0,5	0	—	+3	-2
685	-0,5	-6,5	-4,5	-4	-4	—	-5
705	-1,5	-7,5	-5,5	-5	-5	-1	—

Барометр № 2

и для диапазона 585—705 мбар для того же барометра

$$\bar{\Delta}_3'' = \frac{3,5 + 0 + 3,5 - 6,5 + 3 - 5}{20} + \frac{3,5 + 3,5 - 3 - 3,5 - 2}{40} + \frac{7 - 3 + 0 - 6,5}{60}$$

$$\times \frac{\frac{0,5 + 0 - 5}{80} + \frac{3,5 - 0,5}{100} + \frac{-1,5}{120}}{21} \cdot 10^{-2} = -0,1 \cdot 10^{-3}$$

Таким образом, изменение чувствительности барометра № при изменении пределов измерения на 370 мбар равно

$$\bar{\Delta}_3' - \bar{\Delta}_3'' = 0,22 \cdot 10^{-3}$$

Для барометра № 2 найдем соответственно для диапазона 955—75 мбар

$$= \frac{3,5 + 1 - 3,5 + 2,5 + 2 - 7}{20} + \frac{-4,5 - 7,5 - 6 + 4,5 - 5}{40} + \frac{-4 - 5 - 4 - 2,5}{60} \times$$

$$\times \frac{-1,5 - 3 - 11}{80} + \frac{0,5 - 10}{100} + \frac{-6,5}{120} \cdot 10^{-2} = -0,56 \cdot 10^{-3}.$$

для диапазона 585—705 мбар для того же барометра

$$+ \frac{+6 - 2 - 0,5 + 0 - 4 - 1}{20} + \frac{4 - 2,5 - 0,5 - 4 - 5}{40} + \frac{3,5 - 2,5 - 4,5 - 5}{60} \times$$

$$\times \frac{3,5 - 6,6 - 5,5}{80} + \frac{-0,5 - 7,5}{100} + \frac{1,5}{120} \cdot 10^{-2} = -0,26 \cdot 10^{-3},$$

$$\Delta'_{\text{ср}2} - \Delta''_{\text{ср}2} = -0,3 \cdot 10^{-3}.$$

Учитывая идентичность материала сильфонов, можно найти среднее изменение эффективной площади для двух барометров, второе равно

$$\bar{\Delta}'_{\text{ср}} \times \frac{(\bar{\Delta}'_3 - \bar{\Delta}''_3) + (\bar{\Delta}'_2 - \bar{\Delta}''_2)}{2} = -0,04 \cdot 10^{-3}.$$

Как следует из полученных результатов, изменение эффективной площади сильфона при использовании его в режиме силовой компенсации пренебрежимо мало при изменении атмосферного давления в довольно больших пределах, что подтверждает возможность использования барометра без введения шкаловых поправок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматическая станция КРАМС. Под ред. Л. П. Афиногенова, С. Стернзата.— Л.: Гидрометеоздат, 1974, с. 20—28.
2. Андреева Л. Е. Упругие элементы приборов.— М.: Машгиз, 1962.
3. Карпуша В. Е. Результаты экспериментального исследования компенсационного датчика атмосферного давления.— Труды ГГО, 1969, вып. 240, 74—76.

К ВОПРОСУ ОБ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАСПОЗНАВАНИЯ ДВОИЧНЫХ СИМВОЛОВ С НЕСКОЛЬКИМИ ГРАДАЦИЯМИ ВЕРНОСТИ

1. Предварительные замечания

В системах хранения информации двоичные символы, считываемые с технических носителей, преобразуются в аналоговый электрический сигнал, который, как и в системах связи, анализируется первой решающей схемой [8] и в зависимости от результатов анализа относится к одному из используемых символов (0, 1). При этом часть информации, заключенная в аналоговом сигнале, теряется. Для уменьшения потерь иногда используется прием с несколькими (в простейшем случае — с одной или двумя) градациями верности [1, 3—5 и др.]. При трех градациях на выходе решающей схемы в сомнительных случаях вместо двоичного символа выдается признак стирания, а при четырех градациях выдаваемый символ сопровождается пометкой, указывающей на то, что он является сомнительным. Расширяя этот принцип, можно ввести несколько уровней (зон) достоверности и сопровождать выдаваемый символ характеристикой, указывающей, к какому уровню он относится. В предельном случае можно представить себе систему, которая вместо двоичных символов выдает значение вероятности того, что данный символ является единицей (или нулем). Если такой прием сочетается с помехоустойчивым кодированием, то программа ЭВМ (или вторая решающая схема), осуществляя декодирование, учитывает пометки, указывающие на степень достоверности символов. Это, вообще говоря, увеличивает помехоустойчивость системы, поскольку ошибочные символы в большинстве случаев сопровождаются признаком «сомнительный» и таким образом оказываются локализованными.

Увеличение числа градаций ведет к увеличению помехоустойчивости, но одновременно растет сложность декодирующей аппаратуры или программы, а также (при программном декодировании) и машинное время, затрачиваемое на обработку.

Целью настоящей статьи является оценка количества информации о символах, записанных на техническом носителе, содержащегося в аналоговом сигнале на выходе считывающего устройства и обсуждение на этой основе эффективности введения градаций яркости.

1. Количество информации о считываемых символах, заключенное в аналоговых сигналах (для двоичных каналов)

В считывающем устройстве символы, записанные на носителе, либо непосредственно превращаются в электрический сигнал определенной величины (например, в фотосчитывающих устройствах, в которых участок носителя, содержащий группу символов, проецируется на фотодиодную матрицу с последующим усилением и т. д.), либо сперва превращается в функцию времени, которая анализируется блоком, реализующим некоторый заданный функционал и выдающим количественную характеристику, сопоставленную этой функции (в устройствах с магнитной лентой, фотооптических устройствах со сканирующим лучом [7] и т. п.).

Вопрос о способах преобразования временных сигналов в количественные характеристики и затем в исходные символы рассматривается в ряде работ [6, 8, 9 и др.] и мы здесь на этом останавливаться не будем. Но в любом случае на конечном этапе считывающее устройство оценивает величину электрического сигнала и по ней выдает дискретное значение символа.

Пусть символам 0 и 1 соответствуют величины U_0 и U_1 . Вследствие нестабильности параметров сигналов на самом носителе и действия всяких других помех реальные напряжения в решающей схеме могут отличаться от U_0 (при считывании 0) и от U_1 (при считывании 1), характеризуюсь условными вероятностями $p(U/0) = f_0(U)$ и $p(U/1) = f_1(U)$ — плотность условной вероятности возникновения на-

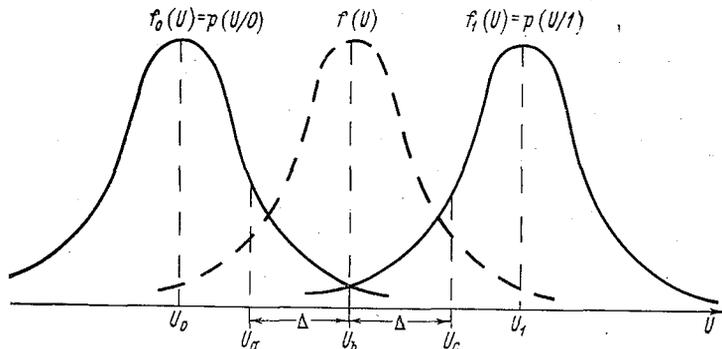


Рис. 1. Общий вид функций.

$f_0(U) = p(U/0)$ — плотность условной вероятности величины U при считывании 0,
 $f_1(U) = p(U/1)$ — плотность условной вероятности величины U при считывании 1.

пряжения U при считывании 0 и $p(U/1) = f_1(U) = p_1$ — аналогичная величина при считывании 1. На рис. 1 представлен общий вид функций $f_0(U)$ и $f_1(U)$. Во многих случаях (хотя и не обязательно) обе условные вероятности выражаются одинаковыми законами, сдвинутыми относительно друг друга по оси U . Часто достаточно хорошей аппроксимацией является нормальный закон:

$$f_0(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(U-U_0)^2}{2\sigma^2}},$$

$$f_1(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(U-U_1)^2}{2\sigma^2}}. \quad (1)$$

Поскольку $f_0(U)$ и $f_1(U)$ представляют собой плотности вероятностей, то в любом случае для них выполнены условия

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f_0(U) dU = \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(U) dU = 1. \quad (2)$$

Для конкретных систем хранения вид кривых $f_0(U)$, $f_1(U)$ может быть получен при экспериментальном исследовании установок или в некоторых случаях расчетным путем.

При считывании без градаций верности между значениями U_0 и U_1 устанавливается некоторая граница (например, U_b); при $U < U_b$ считанный сигнал отождествляется с 0, при $U > U_b$ — с 1. Для считывания с четырьмя градациями верности устанавливается три граничных значения ($U_a < U_b < U_c$); при $U < U_a$ символ отождествляется с достоверным 0; при $U_a < U < U_b$ — с сомнительным 0 (обозначим его 0^*); аналогично случаю $U_b < U < U_c$ соответствует сомнительная 1 (1^*), а случаю $U_c < U$ — достоверная 1. Точно так же обстоит дело при большем числе градаций.

Рассмотрим теперь количество информации о считываемых символах, заключенное в аналоговом сигнале U , считая известными функции $f_0(U)$, $f_1(U)$ и вероятности p_0 , p_1 символов 0, 1 на носителе.

В качестве основы используем формулу, определяющую взаимное количество информации между входом и выходом в дискретных каналах. Из различных вариантов этой формулы в данном случае удобно использовать выражение, приведенное в [2], для расчета количества информации, передаваемой прямоугольной стохастической матрицей,

$$I = \sum_i p_i a_i - \sum_j q_j \log q_j,$$

$$a_i = \sum_j p_{ij} \log p_{ij}. \quad (3)$$

Здесь I — взаимное количество информации между первичной и вторичной системами; p_i ($i=1-n$), q_j ($j=1-m$) — безусловные вероятности символов первичной и соответственно вторичной си-

тем; p_{ij} — условные вероятности появления вторичных символов j при известных первичных (i), определяемые переходной матрицей $\|p_{ij}\|$.

В рассматриваемом случае вторичная система не является дискретной, однако, выделяя на оси U элементарные участки dU , получаем значения элементарных вероятностей:

$$\begin{aligned} dp_{0u} &= f_0(U)dU, \\ dp_{1u} &= f_1(U)dU, \\ dq_u &= [p_0f_0(U) + p_1f_1(U)]dU. \end{aligned} \quad (4)$$

Заменяя в формулах (3) суммы по j интегралами, получаем

$$\begin{aligned} I &= p_0 \int_{-\infty}^{+\infty} f_0(U) \log [f_0(U)dU] dU + p_1 \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(U) \log [f_1(U)dU] dU - \\ &- \int_{-\infty}^{+\infty} [p_0f_0(U) + p_1f_1(U)] \log [p_0f_0(U) + p_1f_1(U)] dU = \\ &= p_0 \int_{-\infty}^{+\infty} f_0(U) \log f_0(U) dU + p_1 \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(U) \log f_1(U) dU - \\ &- \int_{-\infty}^{+\infty} [p_0f_0(U) + p_1f_1(U)] \log [p_0f_0(U) + p_1f_1(U)] dU + \\ &+ \int_{-\infty}^{+\infty} [p_0f_0(U) + p_1f_1(U) - p_0f_0(U) - p_1f_1(U)] (\log dU) dU = \\ &= p_0 \int_{-\infty}^{+\infty} f_0(U) \log \frac{f_0(U)}{p_0f_0(U) + p_1f_1(U)} dU + \\ &+ p_1 \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(U) \log \frac{f_1(U)}{p_0f_0(U) + p_1f_1(U)} dU. \end{aligned} \quad (5)$$

Если вероятности обоих символов на входе равны $p_0 = p_1 = 0,5$, формула (5) несколько упрощается:

$$\begin{aligned} I &= 1 + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} f_0(U) \log \frac{f_0(U)}{f_0(U) + f_1(U)} dU + \\ &+ \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(U) \log \frac{f_1(U)}{f_0(U) + f_1(U)} dU. \end{aligned} \quad (6)$$

Во многих случаях $f_0(U)$ и $f_1(U)$ симметричны относительно вертикальной линии, проходящей через точку U_b (см. рис. 1), расположенную в середине отрезка U_0U_1 (например, если обе функции выражаются нормальным законом с одинаковой дисперсией

и центрами U_0 и U_1). Тогда оба интеграла в формуле (6) оказываются равными и выражение еще более упрощается:

$$I = 1 + \int_{-\infty}^{+\infty} f_0(U) \log \frac{f_0(U)}{f_0(U) + f_1(U)} dU. \quad (7)$$

Равенство интегралов в формуле (6) следует из того, что при симметрии $f_1(U) = f_0(-U)$, $f_0(U) = f_1(-U)$, поэтому

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(U) \log \frac{f_1(U)}{f_0(U) + f_1(U)} dU &= \int_{-\infty}^{+\infty} f_0(-U) \log \frac{f_0(-U)}{f_1(-U) + f_0(-U)} dU = \\ &= - \int_{+\infty}^{-\infty} f_0(U) \log \frac{f_0(U)}{f_0(U) + f_1(U)} dU = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} f_0(U) \log \frac{f_0(U)}{f_0(U) + f_1(U)} dU. \end{aligned}$$

Выражения (5) — (7) позволяют рассчитать количество информации о двоичных символах, заключенное в аналоговом сигнале на выходе считывающего устройства, если известны функции $f_0(U)$ и $f_1(U)$. Полученную величину можно сопоставить с количеством информации в реальной схеме с двумя сигналами на выходе или в схеме с расширенным алфавитом выходных сигналов, когда распознавание осуществляется с несколькими градациями верности.

3. Количество информации при трех и четырех градациях верности

При n градациях верности система описывается стохастической матрицей размера $2 \times n$, где n — число дискретных сигналов на выходе

$$M = \left\| \begin{array}{cccc} p_{01} p_{02} \dots p_{0i} \dots p_{0n} \\ p_{11} p_{12} \dots p_{1i} \dots p_{1n} \end{array} \right\|. \quad (8)$$

Здесь p_{0i} , p_{1i} — условные вероятности появления i -го выходного сигнала при считывании 0 и 1 соответственно. Вероятности p_{0i} , p_{1i} рассчитываются по заданным границам интервалов, определяющих зоны на оси U , отведенные для разных выходных символов (т. е. разных градаций верности) и функциям $f_0(U)$, $f_1(U)$:

$$p_{01} = \int_{-\infty}^{U^{(1)}} f_0(U) dU; \quad p_{11} = \int_{-\infty}^{U^{(1)}} f_1(U) dU,$$

.....

$$p_{0i} = \int_{U^{(i-1)}}^{U^{(i)}} f_0(U) dU, \quad p_{1i} = \int_{U^{(i-1)}}^{U^{(i)}} f_1(U) dU,$$

.....

$$p_{0n} = \int_{U^{(n-1)}}^{\infty} f_0(U) dU, \quad p_{1n} = \int_{U^{(n-1)}}^{\infty} f_1(U) dU. \quad (9)$$

Здесь $U^{(1)}, \dots, U^{(i)}, \dots, U^{(n-1)}$ — значения U , разбивающие диапазон $-\infty < U < +\infty$ на n участков. Количество информации I для матрицы (8) с конечным набором выходных сигналов может быть определено по формулам (3).

Особое место занимает случай, когда распознающая схема не относит сигнал к какой-либо из конечного набора групп, а выдает значение вероятности, с которой выходная величина U может быть сопоставлена входным двоичным символам. Эти вероятности (при известных функциях $f_0(U)$ и $f_1(U)$) выражаются простыми формулами:

$$p(0|U) = \frac{f_0(U)}{f_0(U) + f_1(U)}, \quad p(1|U) = \frac{f_1(U)}{f_0(U) + f_1(U)}. \quad (10)$$

В этом случае, который соответствует приему с бесконечным числом градаций верности, информация, заключенная в аналоговом сигнале, вообще не теряется на данном этапе обработки. Однако схемная реализация такой системы достаточно сложна: она требует функционального преобразования сигнала U в соответствии с одной из формул (10) и дискретизации для ввода в декодирующее устройство. Еще более сложным представляется в этой системе последующее декодирование помехоустойчивого кода.

Представление об эффективности использования нескольких градаций верности можно получить, сопоставив количество информации, приходящееся на один символ, заключенное в аналоговом сигнале (максимально возможное количество информации при данных условиях) с количеством информации в дискретных каналах при двух, трех и четырех выходных символах, что соответствует распознаванию «без градаций» с тремя и четырьмя градациями (зонами).

Поскольку количество информации при трех и четырех символах зависит от ширины зон, при сравнении будем выбирать оптимальную величину, обеспечивающую максимальное количество информации, возможное при данном числе градаций.

Рассмотрим вопрос о выборе оптимальной величины зон для симметричных каналов с тремя и четырьмя выходными символами. При этом появление входных символов 0 и 1 будем считать равновероятным [$p(0) = p(1) = 0,5$], так как это — одно из условий, обеспечивающих максимум передаваемой информации в симметричных каналах.

Используя рис. 1, введем следующие обозначения: $\Delta^{(4)} = U_b - U_a = U_c - U_b$ — величина зоны в случае четырех выходных символов при симметричных каналах, одинаковая для областей, определяющих переходы $0 \rightarrow 0^*$, $1 \rightarrow 1^*$, $0 \rightarrow 1^*$ и $1 \rightarrow 0^*$. Для трех выходных символов обе зоны объединяются в одну, равную $2\Delta^{(3)}$. Величины зон, соответствующие максимуму передаваемой информации, обозначим $\Delta_0^{(4)}$ и $2\Delta_0^{(3)}$.

Отметим, что для симметричных каналов кривые $f_0(U)$ и $f_1(U)$ взаимно симметричны относительно вертикальной линии, проходящей через центральную точку U_b . Если начало отсчета U поместить в точку U_b ($U_b = 0$) и в качестве кривой распределения аналоговых сигналов принять функцию $f(U)$, выражающую плотность распределения относительно некоторой центральной точки например, математического ожидания (пунктирная кривая на рис. 1), то плотности вероятности выходных аналоговых сигналов для 0 и 1 на входе будут соответственно равны

$$f_0(U) = f(d + U), \quad f_1(U) = f(d - U), \quad (11)$$

где $d = U_b - U_0 = U_1 - U_b$ — расстояние от начала координат до точек U_0 и U_1 .

При этом для канала с четырьмя символами вероятности переходов входного символа 0 в выходные символы 0, 0^* , 1^* , 1 и равные им вероятности перехода входного символа 1 в 1, 1^* , 0^* , 0 равны

$$\begin{aligned} p_{0 \rightarrow 0} = p_{1 \rightarrow 1} = p_1 &= \int_{-\infty}^{-\Delta} f(d + U) dU = \int_{\Delta}^{\infty} f(d - U) dU, \\ p_{0 \rightarrow 0^*} = p_{1 \rightarrow 1^*} = p_2 &= \int_{-\Delta}^0 f(d + U) dU = \int_0^{\Delta} f(d - U) dU; \\ p_{0 \rightarrow 1^*} = p_{1 \rightarrow 0^*} = p_3 &= \int_0^{\Delta} f(d + U) dU = \int_{-\Delta}^0 f(d - U) dU, \\ p_{0 \rightarrow 1} = p_{1 \rightarrow 0} = p_4 &= \int_{\Delta}^{\infty} f(d + U) dU = \int_{-\infty}^{-\Delta} f(d - U) dU. \end{aligned} \quad (12)$$

Кроме того, из соотношений (11), а также просто из условия симметрии следуют равенства

$$f_0(-U) = f_1(U), \quad f_0(U) = f_1(-U). \quad (13)$$

В случае канала с тремя выходными символами соотношения остаются теми же, только две вероятности переходов объединяются:

$$p_c = p_2 + p_3 = \int_{-\Delta}^{+\Delta} f(d + U) dU = \int_{-\Delta}^{+\Delta} f(d - U) dU. \quad (14)$$

Переходные матрицы для трех и четырех выходных символов имеют следующий вид:

	0	0*	1*	1
0	p_1	p_2	p_3	p_4
1	p_4	p_3	p_2	p_1

	0	C	1
0	p_1	p_C	p_4
1	p_4	p_C	p_1

Используя эти обозначения и формулы (3), после некоторых промежуточных преобразований получим следующие выражения для количества информации в обоих каналах:

$$I_3 = p_1 \log p_1 + p_2 \log p_2 + p_3 \log p_3 + p_4 \log p_4 - (p_1 + p_4) \log \frac{p_1 + p_4}{2} - (p_2 + p_3) \log \frac{p_2 + p_3}{2}, \quad (15)$$

$$I_3 = p_1 \log p_1 + p_4 \log p_4 - (p_1 + p_4) \log \frac{p_1 + p_4}{2}. \quad (16)$$

В этих выражениях все вероятности зависят от величины Δ согласно равенствам (12). Дифференцируя I_4 и I_3 по Δ и приравнявая производные нулю, получаем

$$I_4' = \frac{1}{\ln 2} \left[(\ln p_1 + 1)p_1' + (\ln p_2 + 1)p_2' + (\ln p_3 + 1)p_3' + (\ln p_4 + 1)p_4' - \left(\ln \frac{p_1 + p_4}{2} + 1 \right) (p_1' + p_4') - \left(\ln \frac{p_2 + p_3}{2} + 1 \right) (p_2' + p_3') \right] = 0, \quad (17)$$

$$I_3' = \frac{1}{\ln 2} \left[(\ln p_1 + 1)p_1' + (\ln p_4 + 1)p_4' - \left(\ln \frac{p_1 + p_4}{2} + 1 \right) (p_1' + p_4') \right] = 0. \quad (18)$$

На основании формул (12) имеем

$$p_1' = -f(d - \Delta), \quad p_2' = f(d - \Delta); \quad p_3' = f(d + \Delta), \quad p_4' = -f(d + \Delta). \quad (19)$$

Подставляя равенства (19) в формулы (17) и (18), после некоторых преобразований приведем к уравнениям

$$\left(\ln \frac{p_1}{p_2} \frac{p_2 + p_3}{p_1 + p_4} \right) f(d - \Delta) + \left(\ln \frac{p_4}{p_3} \frac{p_2 + p_3}{p_1 + p_4} \right) f(d + \Delta) = 0, \quad (20)$$

$$\left(\ln \frac{2p_1}{p_1 + p_4} \right) f(d - \Delta) + \left(\ln \frac{2p_4}{p_1 + p_4} \right) f(d + \Delta) = 0. \quad (21)$$

Обозначим

$$\frac{f(d - \Delta)}{f(d + \Delta)} = \eta. \quad (22)$$

Тогда уравнения (20) и (21) могут быть приведены к виду

$$\left(\frac{1 + \frac{p_4}{p_1}}{1 + \frac{p_3}{p_2}} \right)^{\eta+1} = \frac{p_1 p_3}{p_2 + p_4}, \quad (23)$$

$$\left(\frac{2p_1}{p_1 + p_4} \right)^{\eta+1} = \frac{p_1}{p_4}. \quad (24)$$

Все символы в уравнениях (23) и (24) — p_1, p_2, p_3, p_4, η зависят от Δ согласно равенствам (12) и (22), причем уравнение (23) соответствует уравнению (17) и определяет величину Δ_0 для канала с четырьмя символами, а уравнение (24) соответствует уравнению (18) и определяет Δ_0 для канала с тремя символами.

При известном законе распределения $f(U)$ и расстоянии d можно, решив уравнения (23) и (24) (например, численным методом) найти Δ_0 , а затем по формулам (12), (15), (16), найти соответствующие значения I_4, I_3 .

В качестве примера были рассчитаны характеристики для двух распределений — нормального

$$f(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{U^2}{2}}, \quad (\sigma = 1) \quad (25)$$

и экспоненциального

$$f(U) = \frac{1}{2} e^{-|U|}, \quad (\sigma = \sqrt{2}), \quad (26)$$

отличающегося более пологим спадом $f(U)$ с ростом $|U|$. В каждом случае расчеты проводились для ряда значений d : $d=5\sigma, 4\sigma, 3\sigma, 2\sigma, \sigma$, где σ — среднеквадратическое отклонение соответствующего распределения. Вычисление количества информации в аналоговом сигнале проводилось по формуле (7), где значения функции $f_0(U)$ и $f_1(U)$ распределений (25) и (26) соответственно равны

$$f_0(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(U+d)^2}{2}}, \quad f_1(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(U-d)^2}{2}}, \quad (27)$$

$$f_0(U) = \frac{1}{2} e^{-|U+d|}, \quad f_1(U) = \frac{1}{2} e^{-|U-d|}. \quad (28)$$

Для нормального распределения интегрирование выполнялось численно (с помощью таблиц); для экспоненциального распределения можно получить выражение для интеграла (7) в явном виде

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-|U+d|} \log \frac{e^{-|U+d|}}{e^{-|U+d|} + e^{-|U-d|}} dU = \\ & = \frac{\lg e}{\lg 2} e^{-d} \operatorname{arctg} \frac{e^d - e^{-d}}{2} - \frac{\lg(1 + e^{-2d})}{\lg 2}. \end{aligned} \quad (29)$$

Характеристики каналов при нормальном и экспоненциальном распределенных аналоговых сигналов

d	Информация в аналоговом сигнале		Информация при приеме без градаций верности				Информация при приеме с тремя градациями верности (одной зоной стирания)				Информация при приеме с четырьмя градациями верности (двумя зонами стирания)			
	I ₀	P _{Экв 0}	I ₂	P _{Экв 2}	P _{Экв 2} P _{Экв 0}	Δ ₀	I ₃	P _{Экв 3}	P _{Экв 3} P _{Экв 0}	Δ ₀	I ₄	P _{Экв 4}	P _{Экв 4} P _{Экв 0}	
														I ₁
Нормальное распределение														
5	0,9999987	5,5 · 10 ⁻⁸	0,9999984	2,9 · 10 ⁻⁷	5,3	0,31	0,9999972	1,15 · 10 ⁻⁷	2,1	0,53	0,9999982	7,2 · 10 ⁻⁸	1,3	
4	0,999986	7,6 · 10 ⁻⁶	0,999948	3,2 · 10 ⁻⁵	4,2	0,35	0,999749	1,43 · 10 ⁻⁵	1,9	0,59	0,99981	1,0 · 10 ⁻⁵	1,3	
3	0,99944	4,4 · 10 ⁻⁴	0,9852	1,3 · 10 ⁻³	3,0	0,39	0,991309	7,32 · 10 ⁻⁴	1,7	0,65	0,9929	5,8 · 10 ⁻⁴	1,3	
2	0,9131	1,1 · 10 ⁻²	0,8434	2,3 · 10 ⁻²	2,1	0,45	0,885946	1,5 · 10 ⁻²	1,4	0,73	0,8986	1,3 · 10 ⁻²	1,2	
1	0,4865	1,2 · 10 ⁻¹	0,3689	1,6 · 10 ⁻¹	1,3	0,54	0,43270	0,134	1,1	0,82	0,4551	1,25 · 10 ⁻¹	1,0	
Экспоненциальное распределение														
7(5σ)	0,9979	1,4 · 10 ⁻⁴	0,9942	4,6 · 10 ⁻⁴	3,3	1,2	0,99668	2,5 · 10 ⁻⁴	1,8	2,1	0,9973	2,0 · 10 ⁻⁴	1,4	
5,6(4σ)	0,9917	7,0 · 10 ⁻⁴	0,9805	1,8 · 10 ⁻³	2,6	1,1	0,98763	1,1 · 10 ⁻³	1,6	1,9	0,9896	9,0 · 10 ⁻⁴	1,3	
4,2(3σ)	0,9670	3,4 · 10 ⁻³	0,9363	7,5 · 10 ⁻³	2,2	1,0	0,95502	4,9 · 10 ⁻³	1,4	1,7	0,9604	4,2 · 10 ⁻³	1,2	
2,5(2σ)	0,8431	2,3 · 10 ⁻²	0,7529	4,1 · 10 ⁻²	1,8	0,8	0,79653	3,2 · 10 ⁻²	1,4	1,3	0,8057	3,0 · 10 ⁻²	1,3	
1,4(σ)	0,6984	5,4 · 10 ⁻²	0,4612	1,2 · 10 ⁻¹	2,2	0,5	0,50345	0,109	2,0	0,9	0,4989	1,1 · 10 ⁻¹	1,1	

Определение количества информации при приеме с тремя (I_3) и четырьмя (I_4) градациями верности проводилось по формулам (12), (15), (16), причем для каждого значения d определялась оптимальная величина зоны (зон) путем численного решения уравнений (22), (23), а затем уже находились вероятности p_1-p_4 при оптимальной величине зоны. Кроме того, в каждом случае определялась величина I_2 при распознавании символов без градаций верности:

$$I_2 = 1 + p \log p + (1 - p) \log(1 - p), \quad (30)$$

где

$$p = \int_a^{\infty} f_0(U) dU \quad (31)$$

— вероятность ошибочного приема.

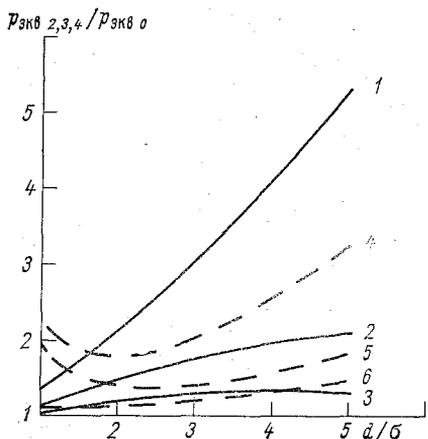


Рис. 2. Отношения $p_{\text{экв } 2,3,4} / p_{\text{экв } 0}$ (1, 4), $p_{\text{экв } 3} / p_{\text{экв } 0}$ (2, 5) и $p_{\text{экв } 4} / p_{\text{экв } 0}$ (3, 6) для нормального (1, 2, 3) и экспоненциального (4, 5, 6) распределения.

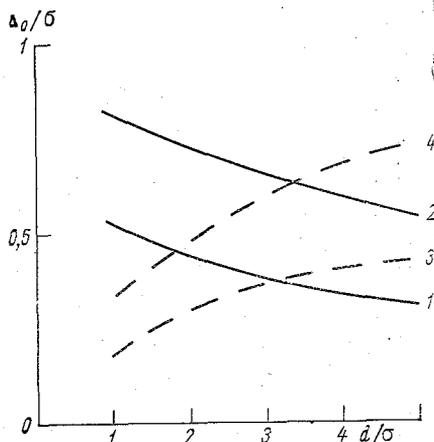


Рис. 3. Зависимость $\frac{\sigma_0}{\sigma} = f\left(\frac{d}{\sigma}\right)$ для нормального (1, 2) и экспоненциального (3, 4) распределения при трех (1, 3) и четырех (2, 4) градациях

Результаты расчетов приведены в табл. 1 и на рис. 2 для нормального и экспоненциального распределений. Поскольку величины I_2, I_3, I_4 в практически интересных случаях близки к 1 и их сравнение недостаточно наглядно, в каждом случае наряду с I_2, I_3, I_4 вычислялись эквивалентные значения $p = p_{\text{экв}}$, равные вероятности ошибки, которая была бы в симметричном канале с двумя выходными символами при данном количестве передаваемой информации. Величина $p_{\text{экв}}$ определялась путем численного решения уравнения (30) относительно p при известном I . На рис. 2 приведены отношения $p_{\text{экв } i} / p_{\text{экв } 0}$ ($i=2, 3, 4$), где $p_{\text{экв } i}$ — эквивалент

ная вероятность для схемы с i градациями, $p_{\text{экв } 0}$ — аналогичная величина для аналогового сигнала.

На рис. 3 приведены зависимости $\frac{\Delta_0}{\sigma} = f\left(\frac{d}{\sigma}\right)$ для двух указанных распределений, поскольку эти характеристики могут представлять самостоятельный интерес.

4. Выводы

Анализ результатов, представленных в табл. 1 и на рис. 2 позволяет сделать следующие выводы.

1. Эффективность распознавания символов с тремя и четырьмя градациями верности (а также схемы, реализующей всю информацию, содержащуюся в аналоговом сигнале) увеличивается по мере улучшения носителя и считывающей аппаратуры.

2. При плохом состоянии носителя ($d/\sigma < 2$, что соответствует вероятности ошибки в простом двоичном канале $p_{\text{ош}} \approx 2,3 \cdot 10^{-2}$ для нормального и $p_{\text{ош}} \approx 4 \cdot 10^{-2}$ для экспоненциального распределения) эти меры неэффективны.

3. Даже при хорошем состоянии носителя ($d/\sigma \geq 4$, что соответствует вероятности ошибки в простом двоичном канале $p_{\text{ош}} \leq 3,2 \cdot 10^{-5}$ для нормального и $p_{\text{ош}} \leq 1,8 \cdot 10^{-3}$ для экспоненциального распределения) прием с тремя и четырьмя градациями верности и даже использование всей информации в аналоговом сигнале приводит к относительно незначительному (в 2,5—5 раз) уменьшению эквивалентной вероятности ошибки (по сравнению с вероятностью ошибки в двоичном канале).

4. Прием с четырьмя градациями верности (двумя зонами стигмания) позволяет практически полностью извлечь информацию, заключенную в аналоговом сигнале. Поэтому дальнейшее усложнение 1-й решающей схемы (а также 2-й решающей схемы или алгоритма декодирования) путем введения большого числа градаций с целью более полного извлечения информации из аналогового сигнала нецелесообразно.

5. Относительно небольшое (в 3—5 раз) уменьшение $p_{\text{экв}}$ при использовании схем с тремя и четырьмя градациями верности может создать впечатление, что эти меры вообще неэффективны. Однако это не так. Уменьшение вероятности ошибки в 5 раз при использовании достаточно сложных систем помехоустойчивого кодирования может привести к уменьшению вероятностей ошибочного декодирования блока или отказа от декодирования на несколько рядков, что эквивалентно такому же увеличению длительности хранения. Поэтому в системах хранения информации прием с четырьмя градациями верности достаточно эффективен и его использование целесообразно, особенно учитывая, что схема распознавания символов при этом усложняется незначительно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абашев Г. А. Оценка эффективности зон стирания в двоичном симметричном канале.— Труды ГГО, 1975, вып. 347, с. 114—124.
2. Афиногенов Л. П. Информационные свойства вероятностных преобразований.— Труды ГГО, 1975, вып. 347, с. 5—12.
3. Бородин Л. Ф. Идеальное устройство для отождествления сложных сигналов.— Радиотехника, 1960, т. 15, № 8, с. 42—52.
4. Бородин Л. Ф., Грушко И. И. О целесообразности введения интервалов стирания.— Радиотехника, 1962, т. 17, № 3, с. 37—47.
5. Бородин Л. Ф. Введение в теорию помехоустойчивого кодирования.— М.: Советское радио, 1968.— 473 с.
6. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости.— М: Госэнергоиздат, 1956.
7. Афиногенов Л. П. и др. Программно-аппаратный комплекс для накопления и обработки гидрометеоинформации на фотооптическом носителе с высокой плотностью записи.— Труды ВНИИГМИ—МЦД, 1976, вып. 12, с. 10—21.
8. Финк Л. М. Теория передачи дискретной информации.— М.: Советское радио, 1970.— 726 с.
9. Харкевич А. А. Борьба с помехами.— М.: Наука, 1965.— 275 с.

Л. П. Афиногенов, Г. А. Абашев, Е. П. Рыжих

ДЕКОДИРОВАНИЕ МНОГОМЕРНОЙ КОДОВОЙ МАТРИЦЫ ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ДВОИЧНЫХ СИМВОЛОВ С ЧЕТЫРЬМЯ ГРАДАЦИЯМИ ВЕРНОСТИ

В [2] показано, что использование нескольких градаций верности позволяет увеличить количество информации при считывании двоичных символов с технических носителей, причем даже распознавание всего с четырьмя градациями верности обеспечивает почти полное извлечение информации, заключенное в аналоговом сигнале. Хотя достигаемый при этом эффект относительно невелик (соответствует уменьшению вероятности ошибки в эквивалентном по количеству информации) двоичном канале в 3—5 раз, однако такое улучшение может значительно (даже на несколько порядков) повысить надежность систем хранения данных, использующих достаточно сложную кодовую защиту. В этом, по-видимому, и заключается истинная причина интереса исследователей к приему несколькими градациями верности, которому посвящено значительное число работ [3, 4 и др.].

Удобной кодовой системой при длительном хранении гидрометеорологической и других видов информации является многомерная кодовая матрица (МКМ) с защитой по четности вдоль координат, упоминающаяся в [5, 6] и более подробно описанная [1]. Алгоритмы декодирования и помехоустойчивость МКМ при распознавании двоичных символов без градаций верности рассматривались ранее (см. Труды ГГО, 1975, вып. 347).

В данной статье описываются некоторые варианты алгоритмов декодирования МКМ при распознавании символов с четырьмя градациями верности. Алгоритмы рассчитаны на реализацию с помощью ЭВМ и различаются по сложности, и соответственно по их эффективности.

Многомерная кодовая матрица при числе координат более трех представляет собой достаточно сложную кодовую систему, в которой количество двоичных символов, входящих в один закодированный блок, может составлять десятки и даже сотни тысяч. Это, разумеется, чрезвычайно усложняет решение двух важных задач, связанных с системой кодирования — построение в каком-либо

смысле «оптимальных» алгоритмов декодирования (например, работающих по критерию максимального правдоподобия) и точный расчет помехоустойчивости. Можно отметить, что эти задачи не решены и для многих других, существенно более простых, систем кодирования.

Впрочем, точное решение этих задач практически не так важно, поскольку применение более совершенных алгоритмов, полностью реализующих все возможности исправления, заложенные в коде, ведет к значительному усложнению и увеличению машинного времени, затрачиваемого на декодирование. Поэтому часто оказывается экономически выгодным увеличение избыточности (например, введением еще одной координаты в МКМ) с целью обеспечения требуемой помехоустойчивости при одновременном снижении затрат машинного времени за счет использования более простых (хотя и менее совершенных) алгоритмов декодирования.

Для декодирования МКМ в системе, работающей без стирания, был разработан алгоритм, основанный на анализе двумерных матриц, образующихся при всех возможных сочетаниях пар координат, и исправлении встречающихся при этом одиночных ошибок. Для четырехмерной матрицы число таких пар равно $C_4^2 = 6$ и алгоритм содержит 6 однотипных блоков, которые проверяют двумерные матрицы соответствующих направлений. Этот алгоритм достаточно прост и обеспечивает существенную экономию машинного времени по сравнению с другими вариантами. Одним из его достоинств является адаптивность к состоянию носителя: при уменьшении количества ошибок уменьшается и машинное время, поскольку декодирование может оканчиваться, если на предыдущем этапе не было обнаружено ни одной ошибки.

Декодирование с учетом нескольких (например, четырех) градаций верности представляет собой, безусловно, более сложную задачу. Поэтому в этом случае тем более целесообразно упростить алгоритм, сводя его работу к выполнению сравнительно элементарных процедур — декодированию двумерных матриц. Таким образом, общая схема алгоритма остается неизменной (рис. 1) и задача сводится к построению алгоритма для двумерных матриц.

Однако использование дополнительной информации при распознавании символов с четырьмя градациями верности позволяет исправлять ошибки уже в «одномерных» образованиях (словах, байтах), если ошибочные символы помечены как сомнительные. Это дает возможность осуществить еще более простой алгоритм, схема которого изображена на рис. 2. Первые четыре блока проверяют слова по каждой из четырех координат и исправляют в них одиночные ошибки в символах, помеченных как сомнительные. Условием исправления является невыполнение проверочного равенства в данном слове и наличие в нем ровно одного сомнительного (т. е. помеченного) символа. Операторы 5 и 6 анализируют двумерные матрицы по независимым парам координат: 3-й и 4-й для оператора 5; 1-й и 2-й для оператора 6. Основная задача этих двух

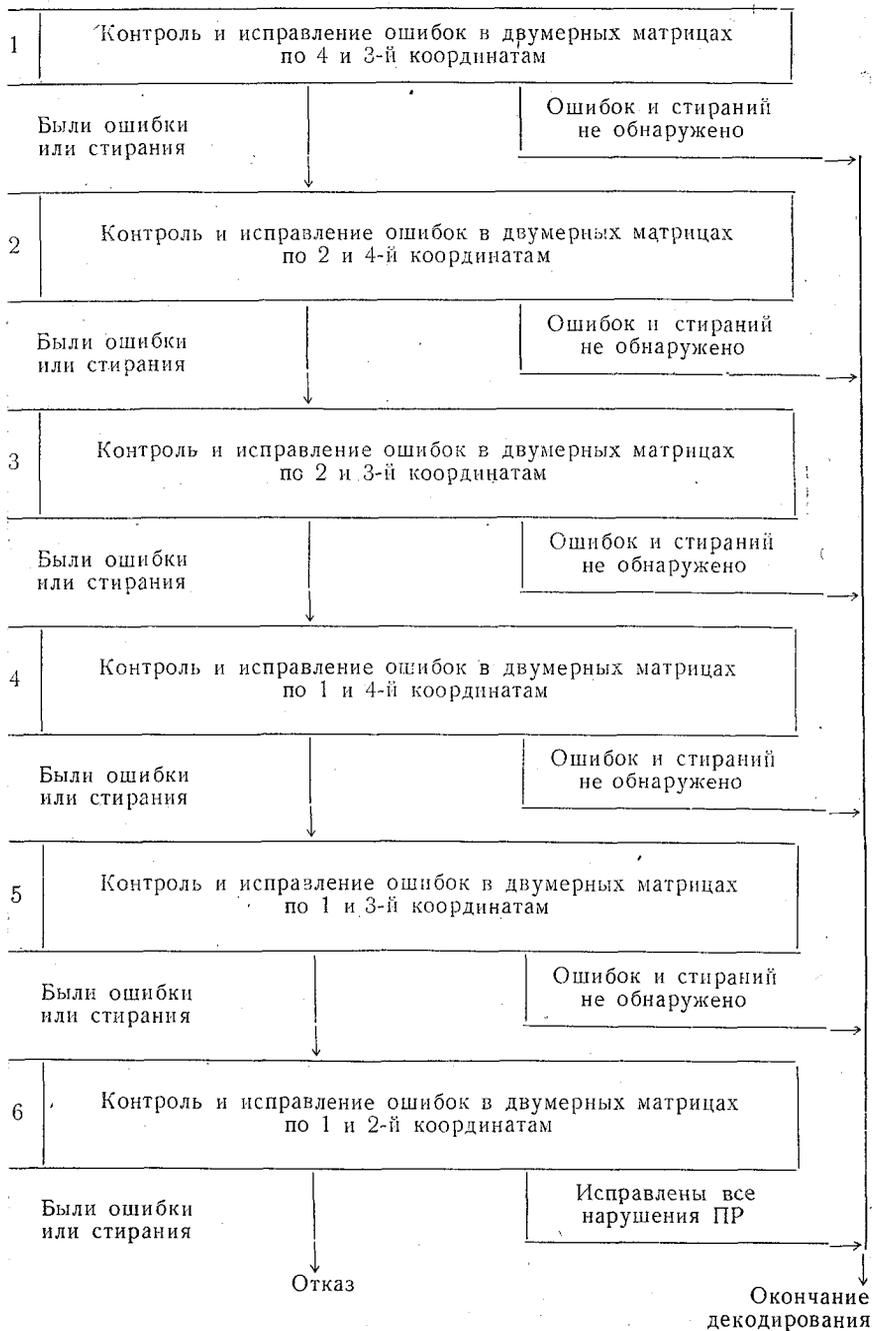


Рис. 1. Общая схема декодирования четырехмерной кодовой матрицы.

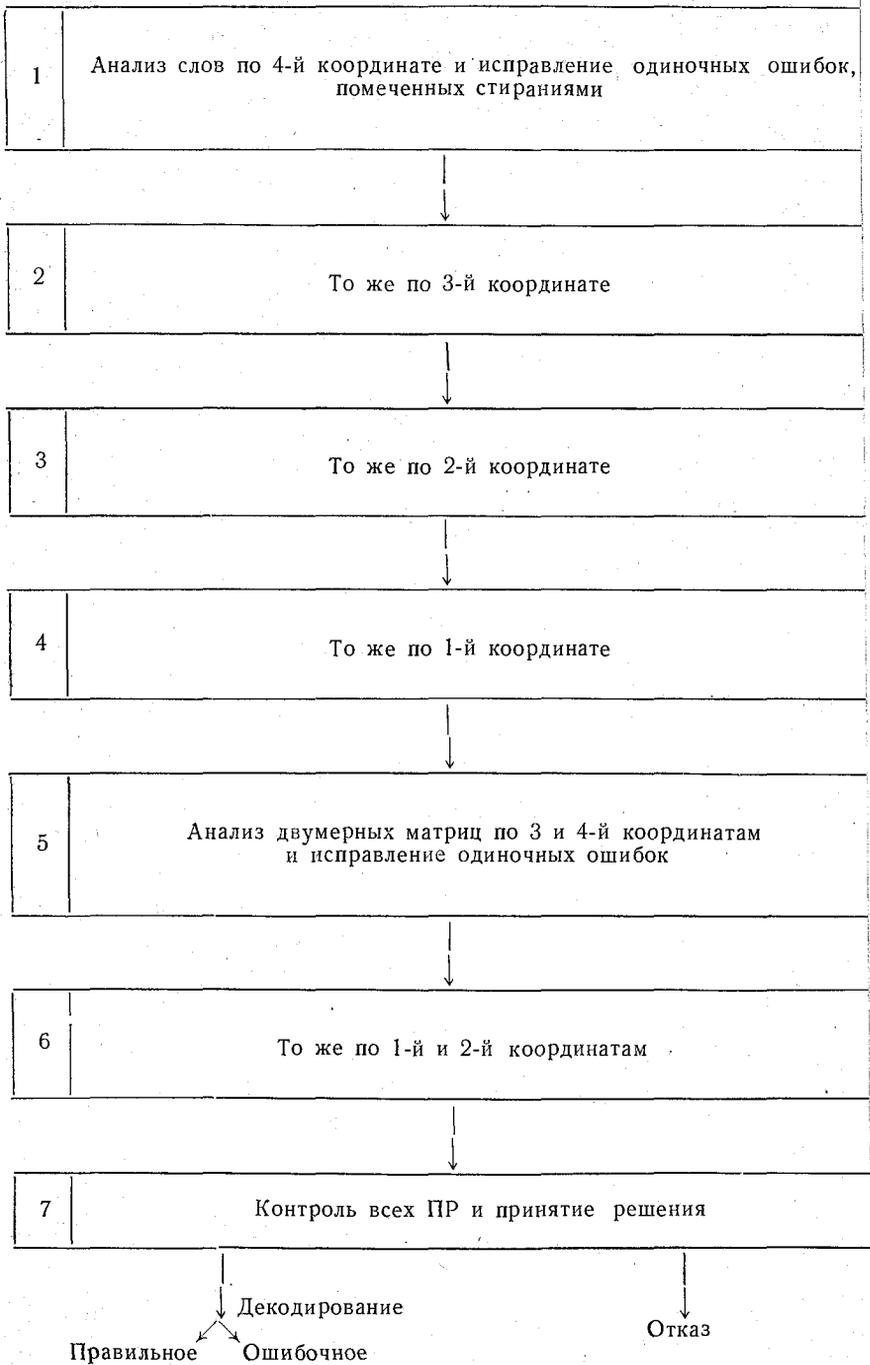
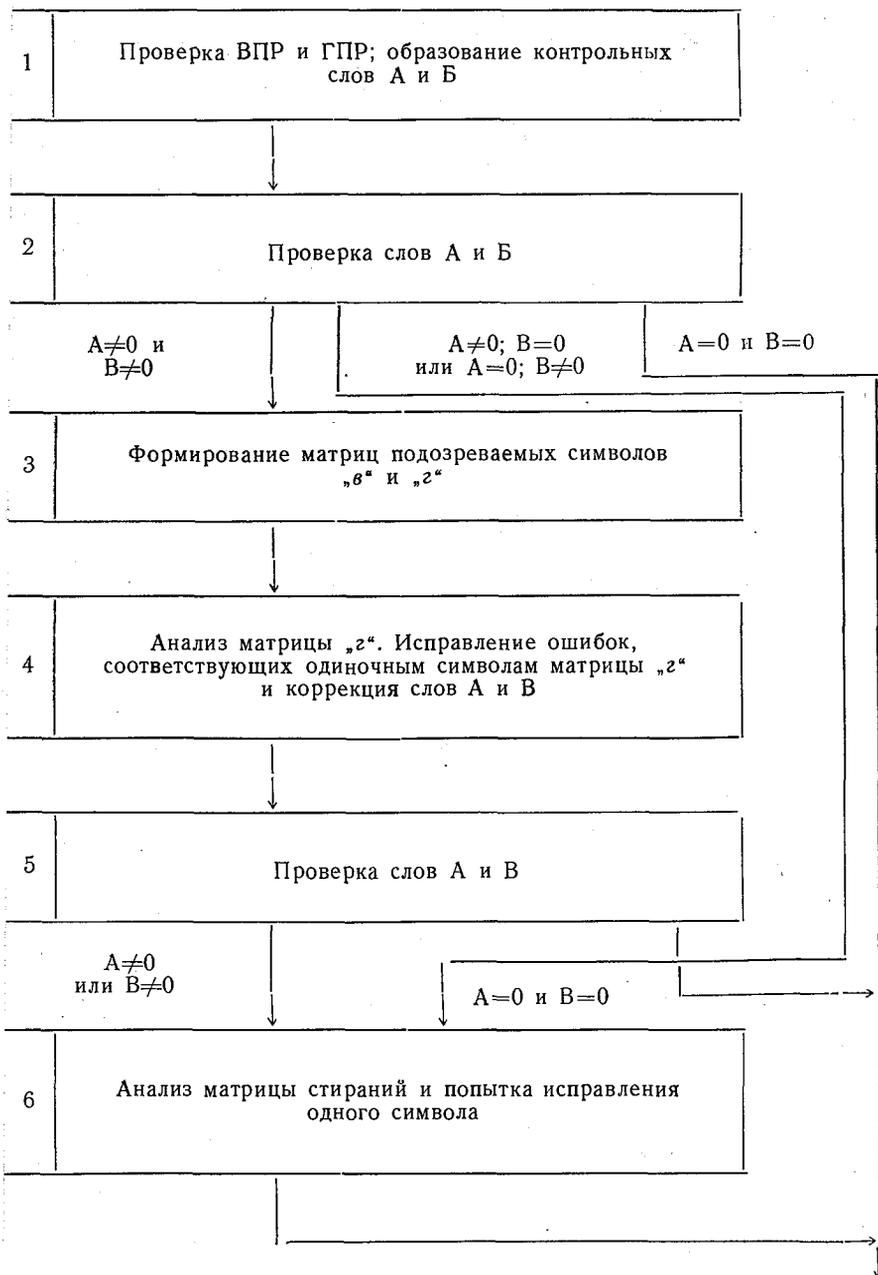


Рис. 2. Алгоритм с проверкой слов отдельно по каждой координате.



Окончание декодирования
двумерной матрицы

Рис. 3. Декодирование двумерной матрицы с учетом стирания.

операторов состоит в исправлении одиночных ошибок в двумерных матрицах, если они не помечены как сомнительные. Последний оператор 7 снова контролирует проверочные равенства (ПР) по всем координатам и принимает решение об отказе (если в МКЛ остались нарушенные ПР) или выдаче результата декодирования который, разумеется, может быть правильным или ошибочным.

Развивая эту идею, можно использовать информацию о градациях верности только на самом первом этапе обращения к архивному носителю (МЛ)—при считывании байтов, поскольку при записи в каждый байт включается дополнительный символ, обеспечивающий контроль по нечетности (или по четности). Это дает возможность аппаратными средствами при считывании исправлять в байтах одиночные ошибки, помеченные как сомнительные, а при дальнейшем программном декодировании в ЭВМ уже не учитывать градаций верности, используя, например, основной алгоритм по рис. 1.

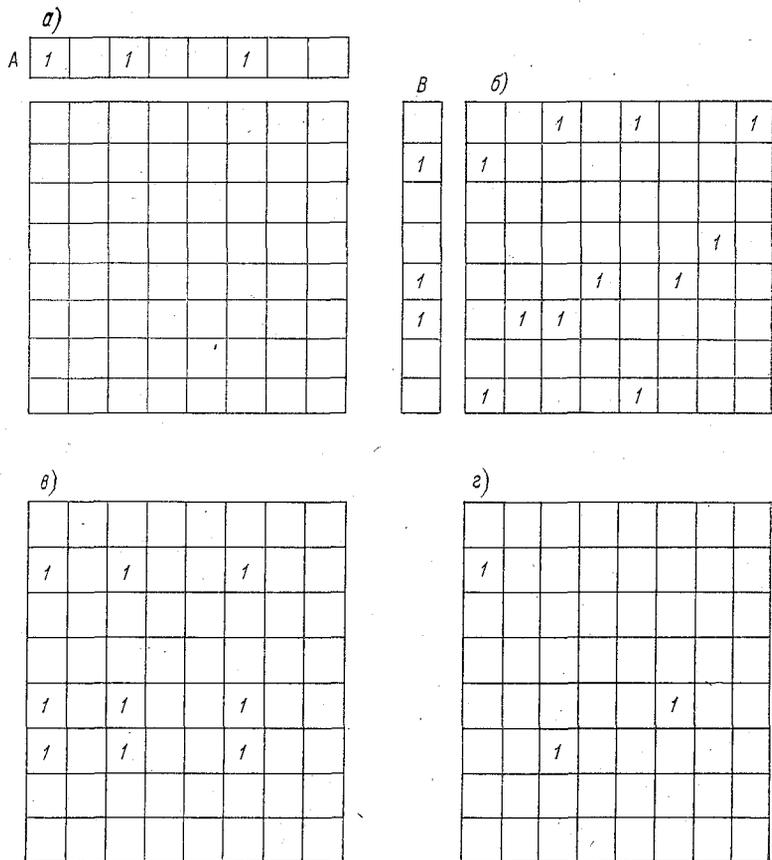


Рис. 4. Иллюстрация принципа работы алгоритма, исправляющего двумерные матрицы со стиранием.

Однако отказ от анализа двумерных матриц с учетом имеющейся информации о сомнительных символах, конечно, снижает помехоустойчивость. Поэтому рассмотрим алгоритм декодирования двумерных матриц, который учитывает градации верности и может быть применен в рамках общей схемы декодирования по рис. 1. На рис. 3 представлена блок-схема алгоритма, а рис. 4 иллюстрирует его работу.

Исходным материалом являются две двумерные матрицы — основная (рис. 4 а) и матрица стираний (рис. 4 б). Последняя состоит из единиц, расположенных на местах символов, помеченных стираниями, и нулей на остальных местах. Информационная матрица, подлежащая декодированию, изображена в виде нулевой, поскольку для декодирования ее конкретное содержание роли не играет; существенно лишь то, какие из проверочных равенств (ПР) нарушены (НПР).

Работа начинается с проверки всех горизонтальных и вертикальных ПР (ГПР и ВПР) и выделения из них нарушенных равенств (ГНПР и ВНПР). Это осуществляет оператор 1 путем построения двух контрольных слов A и B , которые представляют собой поразрядные суммы по $\text{mod } 2$ горизонтальных (для A) и вертикальных (для B) слов информационной матрицы « a ». Единицам в контрольных словах соответствуют нарушенные ПР (ВНПР для слова A и ГНПР для B). Следующий оператор 2 проверяет слова A и B , выделяя три случая:

- оба контрольных слова — нулевые (левая ветвь); в этом случае декодирование данной двумерной матрицы заканчивается;
- одно из контрольных слов равно нулю, другое — ненулевое (средняя ветвь); работа передается сразу оператору 6;
- оба контрольных слова — ненулевые (левая ветвь); в этом случае работают операторы 3, 4, 5.

Таким образом, программа выходит из оператора 2 на левую ветвь в том случае, если в информационной матрице есть символы, которые входят одновременно в ГНПР и ВНПР. Задача операторов 3, 4, 5 состоит в том, чтобы исправить все или хотя бы часть ошибок за счет таких символов, используя из них те, которые помечены как сомнительные. Оператор 3 формирует две матрицы «подозреваемых» символов — « v » и « g ». В матрице « v » единицами (на нулевом фоне) отмечены символы, входящие одновременно в одно ГНПР и ВНПР («дважды подозреваемые» символы). Эта матрица может быть построена, например, на нулевом поле путем занесения слова A во все строки, соответствующие единицам слова B . Матрица « g » строится путем поразрядного перемножения соответствующих слов матриц « v » и « b ». Таким образом, в матрице « g » единицами помечены только те из дважды подозреваемых символов, которым соответствуют стирания. Далее анализируется матрица « g » (оператор 4) и делается попытка исправления всех или хотя бы части нарушенных ПР за счет изменения тех символов информационной матрицы « a », которым соответствуют единицы в матрице « g ». Для этого выявляются такие единицы в матрице

« g » (будем называть их одиночными), для которых ни в горизонтальном, ни в вертикальном рядах, соответствующих проверяемой единице, других единиц нет. Например, на рис. 4 g все три единицы — одиночные. Для каждой выделенной единицы производится коррекция:

— информационной матрицы « a » (путем сложения по mod 2 соответствующих горизонтальных (или вертикальных) слов матриц « a » и « g »;

— контрольных слов A и B — путем их сложения с горизонтальным (для A) и вертикальным (для B) словом матрицы « g »;

— самой матрицы « g » — путем замены одиночной единицы на нуль.

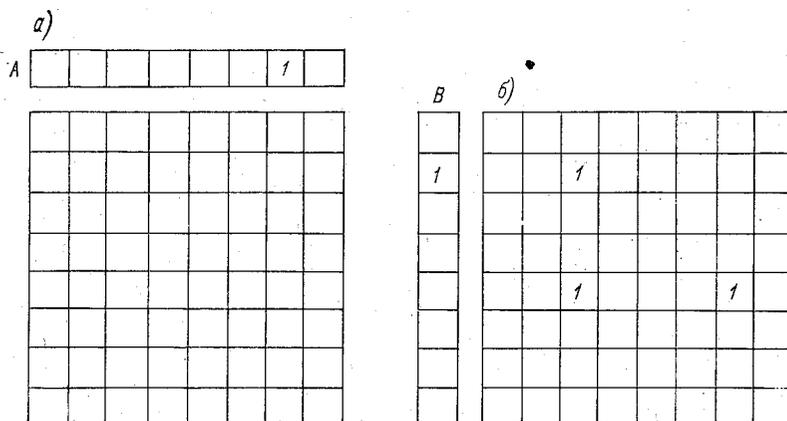


Рис. 5. Исправление трех ошибок, помеченных стираниями и расположенных в вершинах прямоугольника.

Оператор 5 проверяет контрольные слова A и B по признакам:

— оба слова нулевые: $A=0$ и $B=0$; в этом случае (правая ветвь) декодирование двумерной матрицы заканчивается;

— одно из слов (или оба) ненулевые: $A \neq 0$ или $B \neq 0$; в этом случае (левая ветвь) включается оператор 6.

Задача оператора 6 состоит в попытке исправить оставшиеся в информационной матрице ошибки, используя данные о нарушенных ПР и символы стирания. Возможны разные, отличающиеся по сложности и исправляющей способности варианты работы этого оператора. В простейшем случае он может осуществлять исправление только одиночных ошибок, если нарушено одно из горизонтальных и одно из вертикальных ПР (слова A и B содержат по одной единице). При этом матрица стираний вообще не учитывается, и исправление достигается сложением контрольного слова A с тем из горизонтальных слов матрицы « a », которому соответствует единственный разряд в слове B .

В более сложном варианте можно обеспечить исправление нескольких ошибок, если при этом учитывать матрицу стираний. Например, перед исправлением одиночной ошибки, не помеченной стиранием (поскольку одиночная ошибка со стиранием исправляется операторами 3 и 4), можно проанализировать матрицу «б». Если существует такой прямоугольник (и притом единственный), которого одна из вершин содержит символ, подозреваемый на одиночную ошибку, а три другие помечены стиранием (рис. 5), то правящая следует три символа со стиранием. Это вытекает из поставления вероятностей двух гипотез:

$$Q_1 = \frac{p_4 p_2^3}{p_4 p_2^3 + p_1 p_3^3} \quad (1)$$

— условная вероятность, что при данной конфигурации непомеченный стиранием символ — ошибочный, а три помеченных — правильные;

$$Q_2 = \frac{p_1 p_3^3}{p_4 p_2^3 + p_1 p_3^3} \quad (2)$$

— условная вероятность, что непомеченный символ — правильный, а три помеченных — ошибочные.

В уравнениях (1) и (2) p_1, p_2, p_3, p_4 означают вероятности переходов $0 \rightarrow 0; 1 \rightarrow 1$ (p_1); $0 \rightarrow 0^*; 1 \rightarrow 1^*$ (p_2); $0 \rightarrow 1^*; 1 \rightarrow 0^*$ (p_3); $0 \rightarrow 1; 1 \rightarrow 0$ (p_4)¹.

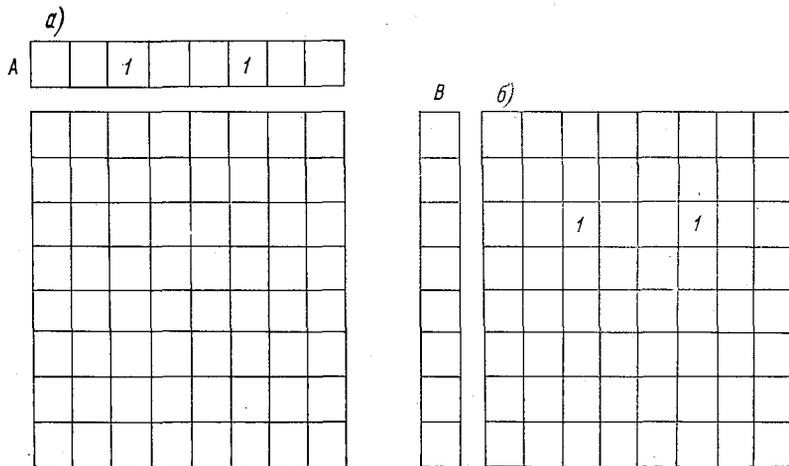


Рис. 6. Случай исправления двух ошибок, расположенных в одном ПР и помеченных стираниями.

¹ Символами 0^* и 1^* обозначены 0 и 1, отмеченные стираниями.

$$\alpha = \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{P_1 P_2^3}{P_1 P_3^3} \sim \frac{P_1 P_2^3}{P_3^3} \quad (9)$$

обычно существенно меньше 1, поэтому гипотеза Q_1 менее вероятна, и целесообразно исправлять три символа, помеченные стираниями.

Другой случай, характеризующийся тем, что ошибочны два символа в одном ПР, проиллюстрирован рис. 6. В этом примере один из контрольных слов (B) — нулевое, а другое (A) содержит две единицы. Если при этом матрица стираний также содержит две единицы, находящиеся на общей горизонтали в тех же столбцах, которым соответствует единицы контрольного слова A , причем такая «пара» только одна, то следует исправлять два помеченных стираниями символа. Точно также исправляются ошибки, если нарушены два горизонтальных ПР.

Могут быть и иные случаи, когда возможно исправление нескольких ошибок в двумерных матрицах за счет учета стираний. Однако использовать эти дополнительные возможности в процессе декодирования МКМ представляется нецелесообразным по следующим причинам:

— существенно усложняется алгоритм декодирования двумерных матриц;

— эффект, достигаемый за счет применения более сложного алгоритма, в общем незначителен, поскольку в большинстве случаев такие ошибки исправляются в общем алгоритме (см. рис. 1) другими блоками;

— увеличивается вероятность ошибочных «исправлений», что затрудняет декодирование на следующих этапах и увеличивает общую вероятность ошибки в МКМ.

Матрица стираний, использованная в ходе декодирования и являющаяся частью многомерной матрицы стираний, не корректируется (единицы, соответствующие исправляемым символам, заменяются нулями), так как элементы этой матрицы в дальнейшем используются при декодировании двумерных матриц по другим парам координат. При этом ошибки, допущенные при декодировании, могут быть исправлены на последующих этапах. Сохранение стираний облегчает такое исправление.

Для сопоставления эффективности различных алгоритмов декодирования двумерных матриц с учетом стираний было проведено пробное декодирование матриц размером 8×8 . В ходе эксперимента сравнивались семь вариантов алгоритма декодирования:

1) декодирование двумерных матриц без учета стираний — исправление одиночных ошибок;

2) декодирование по одной координате с учетом стираний и исправление одиночных ошибок, если нарушено ПР и слово содержит только один символ, помеченный стиранием;

3) декодирование отдельно по каждой из двух координат с уч

эм стираний с исправлением одиночных ошибок аналогично алгоритму 2;

4) на первом этапе декодирование с учетом стираний согласно алгоритму 2, затем проверка двумерной матрицы без учета стираний с исправлением одиночных ошибок;

5) алгоритм, аналогичный 4, но с использованием на первом этапе алгоритма 3;

6) декодирование двумерных матриц согласно рис. 3 с простым алгоритмом работы оператора b — исправлением одиночных ошибок в двумерных матрицах без учета стираний;

7) декодирование двумерных матриц по рис. 3, с усложненным алгоритмом работы оператора 7, когда учитываются стирания производится исправление тройных и двойных ошибок согласно ис. 5 и 6.

Эксперимент проводился для симметричного канала. Вероятности переходов p_1, p_2, p_3, p_4 определялись для нормального распределения аналоговых сигналов при считывании 0 и 1 на входе 1-й ешающей схемы [3]. В качестве аргумента (d) использовалась половина расстояния между средними значениями аналоговых сигналов при считывании 0 и 1. Для каждого значения d определялась эквивалентная вероятность ошибки $p_{\text{экв}}$ в симметричном канале без стираний

$$p_{\text{экв}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_d^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx, \quad (4)$$

а затем по методике, изложенной в [3], находилась оптимальная величина зон стирания Δ_0 и вероятности переходов

$$p_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\Delta_0} e^{-\frac{x^2}{2}} dx, \quad (5)$$

$$p_2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\Delta_0}^0 e^{-\frac{x^2}{2}} dx, \quad (6)$$

$$p_3 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\Delta_0} e^{-\frac{x^2}{2}} dx, \quad (7)$$

$$p_4 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\Delta_0}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx. \quad (8)$$

По найденным вероятностям с помощью специальной процедуры генерировалась последовательность пар случайных чисел, одно из которых определяло расстояние (в двоичных символах) до следующего ошибочного или помеченного символа, исходя из появления этого события с вероятностью $p_5 = p_2 + p_3 + p_4$ при независимом распределении, а второе определяло характер искаженного символа (стирание без ошибки a_1 , ошибка со стиранием a_2 и ошибка

без стирания a_3). В обоих случаях использовался генератор случайных чисел, равномерно распределенных в интервале $0 \leq x < 1$. Выбор характера искажения определялся условиями:

$$a_1 \quad \text{при} \quad 0 \leq x < \frac{p_2}{p_2 + p_3 + p_4},$$

$$a_2 \quad \text{при} \quad \frac{p_2}{p_2 + p_3 + p_4} \leq x < \frac{p_2 + p_3}{p_2 + p_3 + p_4},$$

$$a_3 \quad \text{при} \quad \frac{p_2 + p_3}{p_2 + p_3 + p_4} \leq x < 1.$$

Определение расстояния до следующего искажения l осуществлялось на основании следующих соображений. Вероятность, что очередной искаженный символ находится на расстоянии l ($l = 0 \div \infty$) при вероятности искажения p_5 и независимом распределении равна $p_l = (1 - p_5)^l p_5$. Величины p_l ($l = 1, 2, \dots$) образуют убывающую геометрическую прогрессию

$$p_5; (1 - p_5)p_5; \dots (1 - p_5)^l p_5; \dots, \quad (9)$$

сумма которой равна 1. Поэтому вероятность того, что расстояние до следующего искаженного символа равно l ($l = 0 \div \infty$), совпадает с вероятностью того, что случайное число x , равномерно распределенное в интервале $0 \leq x < 1$, примет значение в пределах

$$S_l \leq x \leq S_{l+1}, \quad (10)$$

где S_l — сумма l первых членов ряда (9), равная $S_l = 1 - (1 - p_5)^l$ при $l \geq 1$ и $S_l = 0$ при $l = 0$.

Отсюда получаем

$$\frac{\lg(1 - x)}{\lg(1 - p_5)} - 1 < l \leq \frac{\lg(1 - x)}{\lg(1 - p_5)}, \quad l = \left\{ \frac{\lg(1 - x)}{\lg(1 - p_5)} \right\}, \quad (11)$$

где $\{A\}$ обозначает целую часть числа A . Величины $\lg p_5$, $\lg(1 - p_5)$ для каждого d определялись заранее, а значение $\lg x$ вычислялось для каждой реализации случайного числа x . Разумеется, при определении расстояния l и характера искажений a_1, a_2, a_3 использовались различные реализации случайных чисел x .

С помощью полученной последовательности пар случайных чисел заносились ошибки в парные таблицы 8×8 , одни из которых являлись информационной матрицей (рис. 4 а), а другие — матрицей стираний (рис. 4 б). Каждая пара таблиц декодировала приведенными выше семью алгоритмами. Проведенный эксперимент носил предварительный характер, во-первых, из-за сравнительно небольшого объема статистического материала и, во-вторых, вследствие того, что эксперимент мог быть выполнен только для сравнительно больших (на практике не встречающихся) вероятностей ошибок $p_{\text{ошк}}$, когда суммарная вероятность отказа и ошибочного декодирования заметно отличается от нуля, т. е. для значений аргумента, соответствующих зоне перехода вероятности пр

вильного декодирования от значений $P_{п.д}=1$ до $P_{п.д}=0$. В табл. 1 приведены значения вероятностей правильного ($P_{п.д}$), ошибочного ($P_{о.д}$) декодирования и отказа ($P_{отк}$) для рассмотренных алгоритмов при двух значениях аргумента, близких к границам зоны перехода.

Несмотря на предварительный и ограниченный характер эксперимента, полученные результаты позволяют сделать ряд выводов.

1. Зоне перехода от $P_{п.д}=1$ к $P_{п.д}=0$ соответствует изменение эквивалентной вероятности ошибки в пределах $p_{экр}=0,01$ до $p_{экр}=0,06$.

Таблица 1

$p_{экр}$	Вероятности	Номер алгоритма						
		1	2	3	4	5	6	7
0,02	$P_{п.д}$	0,7	0,6	0,7	0,83	0,9	0,83	0,9
	$P_{о.д}$	—	0,03	0,07	—	—	0,03	—
	$P_{отк}$	0,3	0,37	0,23	0,17	0,1	0,14	0,1
0,04	$P_{п.д}$	0,3	0,16	0,26	0,43	0,53	0,6	0,73
	$P_{о.д}$	—	0,16	0,1	—	0,07	—	—
	$P_{отк}$	0,7	0,48	0,44	0,57	0,4	0,4	0,27

2. Из рассмотренных алгоритмов лучшими являются 5-й и 7-й. Разница между ними по помехоустойчивости незначительна (7-й алгоритм несколько лучше 5-го), но 5-й алгоритм значительно проще 7-го.

3. Суммарная вероятность ошибочного декодирования и отказа при использовании 5-го и 7-го алгоритмов для двумерных (8×8) матриц при $p_{экр}=0,01 \div 0,04$ уменьшается в 3 раза по сравнению с алгоритмом 1, не использующем градаций вероятности.

4. Для практического использования можно рекомендовать:

а) в простейших случаях, например, при использовании архивных лент, для решения задач и справок аппаратурное исправление одиночных ошибок на уровне байтов с последующим декодированием по алгоритму 1 без учета стираний, а также для всей МКМ — алгоритма по рис. 2.

б) в более ответственных случаях (снятие копии в порядке обмена информацией) и тем более при регенерации или при утрате одного из дублирующего экземпляров архивного носителя целесообразно использовать алгоритм 5 или даже 7.

5. Для обеспечения нужд крупных архивов и с целью увеличения надежности самих накопителей целесообразно произвести до-

работку накопителей на МЛ, обеспечив считывание символов с четырьмя градациями верности. Это же требование, по нашему мнению, следует учитывать при разработке новых модификаций накопителей.

6. Необходимо продолжить исследование помехоустойчивости алгоритмов 5 и 7, с целью получения характеристик надежности для МКМ с числом измерений более двух и при малых значениях вероятности ошибок $p_{экр}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Афиногенов Л. П. Можно ли длительно хранить информацию на магнитной ленте.— Метеорология и гидрология, 1974, № 11, с. 104—108.
2. Афиногенов Л. П. К вопросу об эффективности распознавания двоичных символов с несколькими градациями верности.— См. наст. сб.
3. Бородин Л. Ф., Грушко И. И. О целесообразности введения интервалов стирания.— Радиотехника, 1962, т. 17, № 3, с. 37—47.
4. Бородин Л. Ф. Введение в теорию помехоустойчивого кодирования.— М.: Советское радио, 1968. — 473 с.
5. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки.— М.: Мир, 1976.— 594 с.
6. Харкевич А. А. Борьба с помехами.— М.: Наука, 1965. — 275 с.

С. М. Персии

ПРИБЛИЖЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА И ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ И ПОЛЕЙ

1. Для многих прикладных и теоретических задач важное значение имеет расчет распределений различных экстремальных характеристик случайных процессов и полей [3, 5, 11, 13, 14]. Получение таких распределений необходимо для определения погрешности нахождения экстремальных характеристик путем непосредственных измерений или обработки рядов наблюдений, а также требований к приборам и методам измерений и к системе наблюдений. Важное значение расчетные методы имеют также для различных климатологических приложений и при прогнозировании возможных экстремальных значений метеорологических элементов минимальных высоты облаков и дальности видимости, максимальной скорости ветра, появления заморозков и т. п.). Микропрогнозирование экстремальных значений (опасных явлений) занимает заметное место в большинстве задач, связанных с оперативным использованием метеоинформации (например, в аэропортах).

Общего решения задачи о распределении абсолютного экстремума дифференцируемого случайного процесса за некоторый интервал T_0 не имеется (ряд приближенных подходов обсуждается [13]). Не имеется также решения такой задачи для случайного поля.

Один из методов приближенного нахождения распределения абсолютного экстремума случайного процесса, а также других экстремальных характеристик (экстремума дискретной последовательности, прогнозируемого экстремума, экстремального выброса с длиной или площадью, большими заданных, и др.) предложен в работах [2, 7]. Метод заключается в получении результирующего распределения по распределениям экстремальных характеристик на d участках интервала T_0 , выраженным через среднее число выбросов; он пригоден для нестационарных дифференцируемых процессов (в ряде случаев также и марковских) и различных экстремальных характеристик.

В данной статье на основе такого подхода предлагается метод нахождения распределения экстремума случайного поля. Рассматриваются также уточнения обсуждаемого подхода и его применение для приближенного решения задачи о достижении дифференцируемым случайным процессом заданных границ.

2. Получим распределение абсолютного максимума H_m случайной функции r переменных $X(\mathbf{l})$, где \mathbf{l} — r -мерный вектор с составляющими l_1, \dots, l_r , для большой r -мерной области S (с большими размерами, много большими интервалов корреляции по соответствующим координатам).

Разобьем область S на d областей S_i ($i=1, \dots, d$). При большом S и малом d абсолютные максимумы H_{mi} поля для этих областей могут быть приняты независимыми случайными величинами.

Результирующее распределение в соответствии с [7] имеет в виде

$$P(H_m < C) \approx \prod_{i=1}^d P(H_{mi} < C) \approx \begin{cases} 0 & \text{при } C \leq C_{0r}, \\ \prod_{i=1}^d [1 - \bar{N}_i(C)] & \text{при } C > C_{0r}, \end{cases}$$

где $P(H_m < C)$ — вероятность того, что в области S $X(\mathbf{l})$ меньше $\bar{N}_i(C)$ — среднее число выбросов поля через уровень $X(\mathbf{l}) = C$ в области S_i ; C_{0i} — корень уравнения $\bar{N}_i(C) = 1$; C_{0r} — наибольшее из значений C_{0i} .

Выражение (1) тождественно полученному для процессов и основано на тех же допущениях. Для каждого из участков и больших S_i интересующие нас значения разности $C - \bar{X}$ много больше среднего квадратического значения \bar{X} . При больших C , как предложено для процессов В. В. Болотиним, можно пренебречь влиянием на $\bar{N}_i(C)$ вероятностью k -кратных выбросов поля уровень C , где $k > 1$, и принять для определения $P(H_{mi} < C)$ величину $1 - \bar{N}_i(C)$. Разбиение S позволяет использовать такой подход в области значений $\bar{N}_i(C)$, значительно меньших 1, что обеспечивает точность метода (уже при малых d) [1].

Получим выражение для распределения абсолютного максимума двумерного однородного нормального поля $X = f(l_1, l_2)$, соответствующего большой площади S плоскости (l_1, l_2) . С учетом выражения для среднего числа выбросов двумерного однородного нормального поля за уровень C , приходящегося на единицу площади, [9]

$$\bar{n}(C) = K C e^{-\frac{C^2}{2R_X(0,0)}},$$

найдем

$$P(H_m < C) \approx \begin{cases} 0 & \text{при } C \leq C_{0r}, \\ \prod_{i=1}^d \left[1 - M_i C e^{-\frac{C^2}{2R_X(0,0)}} \right] & \text{при } C > C_{0r}, \end{cases}$$

$$\text{где } M_i = S_i K, K = \frac{\sqrt{k_{11}k_{22} - k_{12}^2}}{[2\pi R_X(0,0)]^{3/2}},$$

$$k_{11} = - \left. \frac{\partial^2 R_X(l_1, 0)}{\partial l_1^2} \right|_{l_1=0} = \iint_{-\infty}^{\infty} S_X(\omega_1, \omega_2) \omega_1^2 d\omega_1 d\omega_2,$$

$$k_{12} = - \left. \frac{\partial^2 R_X(l_1, l_2)}{\partial l_1 \partial l_2} \right|_{l_1=l_2=0} = \iint_{-\infty}^{\infty} S_X(\omega_1, \omega_2) \omega_1 \omega_2 d\omega_1 d\omega_2,$$

$$k_{22} = - \left. \frac{\partial^2 R_X(0, l_2)}{\partial l_2^2} \right|_{l_2=0} = \iint_{-\infty}^{\infty} S_X(\omega_1, \omega_2) \omega_2^2 d\omega_1 d\omega_2,$$

C_{0i} определяется из условия $M_i C e^{C^2/2R_X(0,0)} = 1$, $R_X(l_1, l_2)$ и $S_X(\omega_1, \omega_2)$ — двумерные корреляционная функция и спектральная плотность однородного поля.

При $S_i = S/d$ из (3) имеем

$$P(H_m < C) = \begin{cases} 0 & \text{при } C \leq C_0, \\ \left[1 - \frac{S\bar{n}(C)}{d} \right]^d & \text{при } C > C_0, \end{cases} \quad (4)$$

где C_0 — корень уравнения $S\bar{n}(C) = d$; $\bar{n}(C)$ определяется по формуле (2).

В предельном случае, когда S и d стремятся к бесконечности так, что область $S_i = S/d$ также стремится к бесконечности, получим

$$P(h_m < c) \approx e^{-S\bar{n}(c)} = e^{-\mu c} e^{-c^2/2}, \quad (5)$$

$$\text{где } h_m = \frac{H_m - \bar{X}}{\sqrt{R_X(0,0)}}, \quad \mu = KS\sqrt{R_X(0,0)} = \frac{\sqrt{k_{11}k_{22} - k_{12}^2}}{(2\pi)^{3/2} R_X(0,0)} S, \quad c = \frac{C}{\sqrt{R_X(0,0)}}.$$

Из формул (2), (4) и (5) несложно найти выражения для плотности вероятности $\omega(h_m)$ и моментов распределений.

Получим из уравнения (5) распределение абсолютного максимума в форме, сходной с распределением Г. Крамера для нормального стационарного процесса. Представим показатель степени в уравнении (5) в виде $e^{-\xi}$ и выразим c через ξ , воспользовавшись методом итераций. Для i -го шага $c_{(i)} = \sqrt{A + 2 \ln c_{(i-1)}}$, где $i \geq 1$, $c_{(0)} = 1$, $A = 2 \ln \mu + 2\xi$. С учетом того, что величина μ весьма велика, т. е. $c \gg 1$, достаточную точность дает значение $c_{(2)} = \sqrt{A + \ln A}$. Учитывая также, что $|\xi| \ll \ln \mu$, после несложных преобразований приближенно получим

$$h_m = \max_{t \in S} \left[\frac{X(t)}{\sqrt{R_X(0,0)}} \right] \approx \sqrt{B + \ln B} + \frac{1+B}{B\sqrt{B + \ln B}} \xi, \quad (6)$$

где $B = 2 \ln \mu$; ξ — случайная величина, имеющая интегральный закон распределения

$$P(\xi \leq l) = \exp(-e^{-l}). \quad (6')$$

Из формул (2) и (4) для $\omega(h_m)$ получим

$$\omega(h_m) = \begin{cases} 0 & \text{при } h_m \leq c_0, \\ \left[1 - \frac{\mu}{d} h_m e^{-h_m^2/2}\right]^{d-1} \mu e^{-h_m^2/2} (h_m^2 - 1) & \text{при } h_m > c_0, \end{cases} \quad (7)$$

где c_0 — корень уравнения $\mu h_m e^{-h_m^2/2} = d$ ($c_0 \approx \sqrt{2 \ln \frac{\mu}{d} + \ln[2 \ln \frac{\mu}{d} + \ln(2 \ln \frac{\mu}{d})]}$). Из выражения (7) несложно получить аналитически выражения для моментов

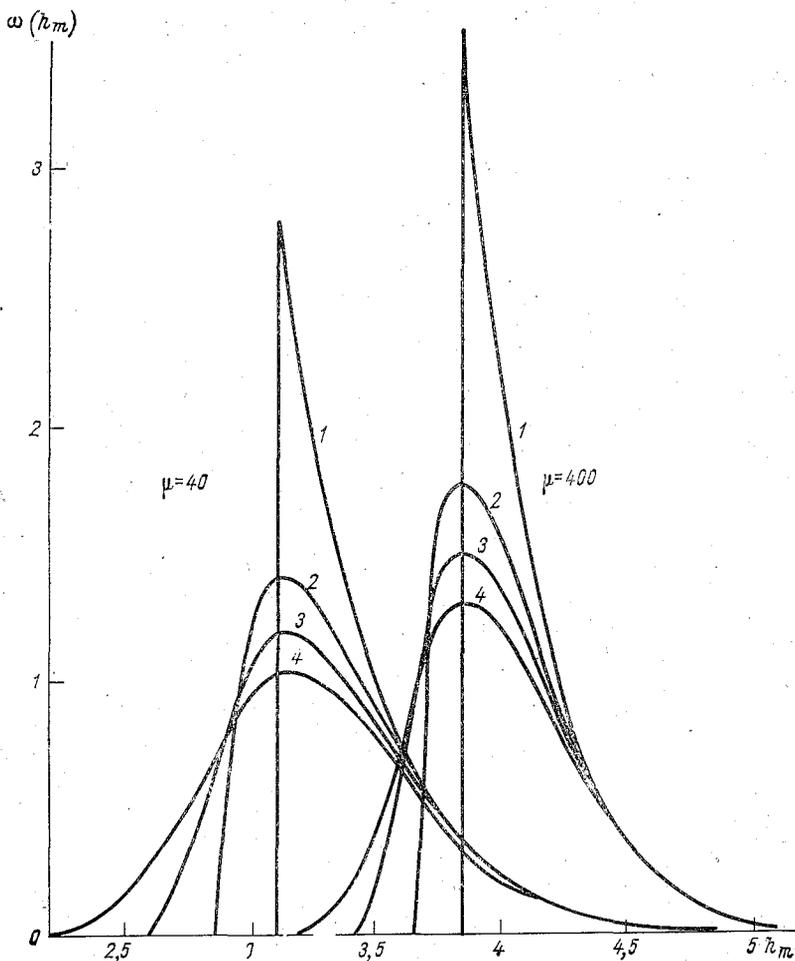


Рис. 1. Распределения абсолютного максимума двумерного нормального поля.

Для однородного изотропного нормального случайного поля корреляционной функцией $R_X(\rho)$ в уравнениях (3) — (7)

$$h_m = \frac{H_m}{\sqrt{R_X(0)}}, \quad \mu = -\frac{S}{(2\pi)^{3/2}} \frac{R_X''(0)}{R_X(0)}, \quad R_X''(\rho) = \frac{d^2 R_X(\rho)}{d\rho^2}.$$

Распределения $\omega(h_m)$ для двух μ и d , равных 1, 2 и 4 (кривые — 3), приведены на рис. 1. Кривая 4 — предельное распределение $d \rightarrow \infty$, получаемое из (5).

На рис. 2 (кривые 1 и 2) приведены зависимости математического ожидания \bar{h}_m и среднего квадратического значения $\sqrt{D_{h_m}}$ абсолютного максимума поля от μ (от S), полученные из (6) с учетом того, что $\bar{\xi} = 0,577$ и $D_{\xi} = \pi^2/6$.

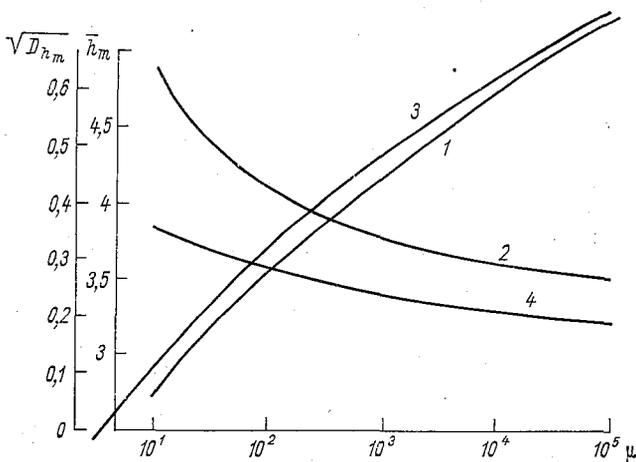


Рис. 2. Математическое ожидание и среднее квадратическое значение абсолютного экстремума поля.

Кривые 3 и 4 — значения \bar{h}_m и $\sqrt{D_{h_m}}$, полученные из выражения (7) при $d=1$ (здесь $\bar{h}_m = c_0 + \frac{1}{c_0}$, $D_{h_m} = 2\mu \int_{c_0}^{\infty} e^{-h^2/2} dh - \frac{1}{c_0^2}$).

С учетом [9] несложно также записать общее выражение для среднего числа выбросов неоднородного поля и из выражения (1) найти распределение экстремума для этого случая. Более простым здесь может быть приближенный расчет с представлением поля как однородного для каждой из d областей.

3. Остановимся на вопросе прогнозирования экстремальных характеристик дифференцируемого случайного процесса. Постановка такой задачи может быть различной. В [2] рассмотрен приближенный метод нахождения распределения экстремального в интервале экстраполяции $(0, T_0)$ значения процесса $x(t)$ по результатам наблюдений в интервале $(-T_n, 0)$, предшествующем интер-

валу экстраполяции. Чаше, однако, представляет интерес распределение не экстремума процесса в заданном интервале $(0, T_0)$ а времени достижения апостериорным процессом (условным процессом $x(t)$ при известных результатах предшествующих измерений) заданных границ, т. е. опасных значений элемента (например, распределение ожидаемого момента появления заморозков, достижения допустимого минимума высоты облаков или дальности видимости и т. д.).

Метод решения задачи на достижение границ разработан только для марковских процессов, однако лишь в простом случае стационарного процесса и неизменных во времени границ решение уравнений Колмогорова, к которым сводится этот метод, не приводит к существенным сложностям. В работах [6, 10] предпринята попытка получить приближенное решение для дифференцируемых процессов; при этом ищется не распределение времени достижения границ T_d , а только его математическое ожидание \bar{T}_d , и используются существенные допущения (не учитываются нестационарность и предварительная информация в [6]; в [10] среднее время достижения границ \bar{T}_d находится из условия, что среднее число выбросов за интервал \bar{T}_d равно 1).

Рассмотрим приближенный метод получения распределения времени достижения прогнозируемым дифференцируемым процессом заданных границ. В [8] такой метод был использован автором для решения конкретной задачи.

Полагая процесс $x(t)$ нормальным и нормально связанным с результатами предшествующих измерений $Z_i, i=1, \dots, n$ (элемента $x(t)$ или связанных с ним характеристик или элементов в одной или разных точках поля), для математического ожидания и корреляционной функции апостериорного (условного) процесса $v(t)$ можно записать [11]

$$M_v(t) = M[x(t)/Z_1, \dots, Z_n] = \bar{x}(t) + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n R_{xz}(t, t_i) a_{ij} (Z_j - \bar{Z}_j), \quad (8)$$

$$R_v(t, t') = R_x(t, t') - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n R_{xz}(t, t_i) a_{ij} R_{xz}(t', t_j), \quad (8')$$

где $R_{xz}(t, t_i)$ — корреляционный момент значений $x(t)$ и Z_i ; $R_x(t, t')$ — корреляционная функция процесса $x(t)$; a_{ij} — элементы матрицы $\|a_{ij}\|_{i,j=1}^n$, обратной корреляционной матрице наблюдений $\|R_{z_i z_j}\|_{i,j=1}^n$. Процесс $v(t)$ здесь является нормальным и в общем случае нестационарным [даже при стационарном $x(t)$].

Обозначим верхнюю и нижнюю границы заданной области D в виде $C_v(t)$ и $C_n(t)$. Интегральное распределение времени первого достижения границ

$$F(T_d) = 1 - P[v(t) \in D], \quad (9) \\ 0 \leq t < T_g$$

Разобьем интервал экстраполяции на участки (τ_{i-1}, τ_i) ($i=1, \dots, \tau_0=0$) и представим вероятность $P[v(t) \in D]$ в виде произведения условных вероятностей $P[v(t) \in D | v(t) \in D, t < \tau_i]$ того, что

процесс $v(t)$ на участках не выйдет за границы области D при условии, что на предыдущих участках этого не произошло. Используем для приближенного нахождения условных вероятностей выражение их через среднее число выбросов условного процесса $v_j(t)$ на участке, получаем

$$P[v(t) \in D] = \begin{cases} 0 & \text{при } T_d > \tau_d, \\ [1 - \bar{N}_{j1}(D)] \prod_{k=0}^{j-1} [1 - \bar{N}_k(D)] & \text{при } T_d \leq \tau_d, \end{cases} \quad (10)$$

$\tau_{j-1} < T_d \leq \tau_j$ ($j \leq d$); $\bar{N}_k(D)$ — среднее число выбросов за интервал (τ_{k-1}, τ_k) ; $\bar{N}_{j1}(D)$ — среднее число выбросов за интервал $(-1, T_d)$; $1 - \bar{N}_0(D) = P[C_H(0) < v(0) < C_B(0)] = P_0$; $\bar{N}_k(D) = \bar{N}_{kв} + \bar{N}_{кн}$; $\bar{N}_{кв}$ и $\bar{N}_{кн}$ — среднее число выбросов на k -ом участке соответственно через верхнюю (снизу вверх) и нижнюю (сверху из) границы $C_B(t)$ и $C_H(t)$; τ_k ($k=1, \dots, d-1$) выбираются так, чтобы $\bar{N}_k(D)$ было меньше 1, а τ_d определяется из условия $\bar{N}_d(D) = 1$ (значение τ_d зависит от d).

Среднее число выбросов в выражении (10) в общем случае относится к условным процессам $v_j(t)$ для каждого из участков (почаемых при условии, что на предыдущих участках процесс $v(t)$ вышел за границы области D). Для нормального нестационарного процесса $v_j(t)$ имеем [13]

$$N_{jв} = \frac{1}{2\pi} \int_{\tau_{j-1}}^{\tau_j} \frac{\sigma_{1v_j}(1-r_1^2)}{\sigma_{v_j}} \exp\left(-\frac{m_B^2}{2\sigma_{v_j}^2}\right) \times \\ \times \left\{ e^{-t^2/2} + \frac{\sqrt{\pi} I}{2} \left[1 + \Phi\left(\frac{I}{\sqrt{2}}\right) \right] \right\} dt, \quad (11)$$

$$I = \frac{1}{\sqrt{1-r_1^2}} \left(\frac{\sqrt{v'}}{\sigma_{1v_j}} + \frac{m_B}{\sigma_{v_j}} r_1 \right), \quad m_B = m_B(t) = C_B(t) - \bar{v}_j(t),$$

$$\sqrt{v'} = \frac{dm_B(t)}{dt}, \quad \sigma_{1v_j} = \left. \frac{\partial^2 R_{v_j}(t, t')}{\partial t \partial t'} \right|_{t'=t},$$

$$r_1 = \frac{1}{\sigma_{v_j} \sigma_{1v_j}} \left. \frac{\partial R_{v_j}(t, t')}{\partial t'} \right|_{t'=t}, \quad \Phi(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^x e^{-t^2} dt.$$

Для $\bar{N}_{jн}$ в выражении (11) $C_B(t)$ заменяется на $C_H(t)$, а знак ос в фигурной скобке меняется на минус. Для $\bar{N}_{jв1}$ в этом же выражении пределы интегрирования заменяются на τ_{j-1} и T_d .

Как видно из формул (10) и (11), функция $F(T_d)$ имеет изломы в точках τ_j ($j=1, \dots, d$), и полезно ее сглаживание. В общем

случае целесообразно неравномерное разбиение интервала экспонирования на участки, например, из условия $F(\tau_i) - F(\tau_{i-1}) = 1/d$, $i=1, \dots, d$. Обычно достаточно 2—4 участков.

В первом приближении можно принять для всех участков $v_j(t) = v(t)$, т. е. вероятности выбросов независимыми. При этом в качестве удобной оценки в ряде случаев можно воспользоваться следующим выражением, получаемым из формул (9) и (10) с учетом того, что при $d > 4$

$$1 - \bar{N}_j(D) \approx e^{-\bar{N}_j(D)}, \quad (11)$$

$$F(T_d) \approx 1 - P_0 e^{-\bar{N}(D, T_d)}, \quad (12)$$

где $\bar{N}(D, T_d)$ — среднее число выбросов процесса $v_1(t)$ [или $v(t)$ при P_0 близком к 1] за границы области D для интервала $(0, T_d)$. Выражение типа (12) может быть полезно также в (10) в качестве сомножителя для отдельного (например, последнего) участка.

Уточнение рассматриваемого подхода при нахождении распределения абсолютного максимума или времени достижения границы, как указывалось, связано с отказом от допущения о независимости вероятностей выбросов на участках и приближенного нахождения условных вероятностей

$$P[v(t) \in D | v(t) \in D, t < \tau_i].$$

Одним из методов является приближенное нахождение для каждого из участков апостериорного процесса $v_j(t)$. Например, если P_0 в выражении (10) или в [2] значительно меньше 1, вместо $v(t)$ следует взять процесс $v_1(t)$, двумерное распределение которого несложно найти по выражению

$$\omega_{v_1}(t_1, t_2) = \int_{C_H^{(0)}}^{C_H^{(0)}} \frac{1}{P_0} \omega_v(0, t_1, t_2) d\nu(0). \quad (13)$$

В этом случае требуется вычисление двукратных интегралов вместо однократных [выражение (11)]. Нахождение апостериорных процессов для других участков требует использования разумных приближений с учетом вычислительных трудностей (применения метода временной дискретизации [5, 13], приближенных способов оценки многомерных интегралов [4, 12] и т. д.).

Для повышения точности рассматриваемого подхода и уменьшения d могут быть полезны также другие методы; например, при выделении в процессе $v(t)$ высокочастотной и низкочастотной составляющих можно получить распределение H_m или T_d для суммы первой из них и некоторой реализации в разложении второй и осреднить по коэффициентам разложения. В ряде случаев для оценки вероятности достижения границы на участке можно использовать помимо \bar{N}_k также дисперсию числа выбросов процесса $v_k(t)$ [7]. Выбор используемого приближения определяется характером задачи и статистической структурой процесса $v(t)$.

Среднее время достижения границ $\bar{T}_d = \int_0^{\infty} [1 - F(T)] dT$, очевидно, в общем случае не совпадает с получаемым из условия $\bar{N}(T_d) = 1$. Для стационарного процесса и границ $(-\infty, C)$ $\bar{N}(T) = \bar{n}(C)T$ и из (13) при $C \gg \sqrt{R_x(0)}$ получим, что $P_0 \approx 1$, $\bar{T}_d = [\bar{n}(C)]^{-1}$, т. е. $\bar{N}(T_d) = 1$, как это отмечалось для данного редельного случая в [6].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анискин Л. В., Персин С. М. Распределение абсолютного экстрема случайного процесса.— Труды ГГО, 1976, вып. 346, с. 10—15.
2. Анискин Л. В. Персин С. М. Прогнозирование абсолютного экстрема случайного процесса.— Труды ГГО, 1977, вып. 377.
3. Крамер Г., Лидбеттер М. Стационарные случайные процессы.— М.: Мир, 1969.— 398 с.
4. Левин Б. Р., Фомин Я. А. Об одном способе приближенного вычисления многомерных интегральных функций распределения случайных процессов.— Проблемы передачи информации, 1970, т. 6, вып. 4, с. 102—108.
5. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 1.— М.: Советское радио, 1974.— 550 с.
6. Орищенко В. И. Асимптотическое свойство одного приближенного метода расчета среднего времени первого достижения границ дифференцируемым случайным процессом.— Радиотехника и электроника, 1976, т. 21, № 3, 633—635.
7. Персин С. М. Основы теории и проектирования автоматических извещательных систем.— Л.: Гидрометеоиздат, 1975.— 320 с.
8. Персин С. М. О распределении погрешности аналого-цифрового преобразования.— Труды ГГО, 1977, вып. 377.
9. Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций.— М.: Наука, 1968.— 464 с.
10. Свиридеико В. А. К расчету среднего времени достижения заданных границ нормальным процессом немарковского типа.— Радиотехника и электроника, 1972, т. 17, № 1, с. 2447—2449.
11. Стратонович Р. Л. Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике.— М.: Советское радио, 1961.— 558 с.
12. Судakov Р. С., Чеканов А. Н. Приближенный метод вычисления многомерных нормальных интегралов в задачах надежности.— Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1972, № 1, с. 69—75.
13. Тихонов В. И. Выбросы случайных процессов.— М.: Наука, 1970.— 12 с.
14. Хваленский Ю. А. Вероятностный прогноз времени сохранения значительных аномалий температуры воздуха.— Метеорология и гидрология, 1970, № 6, 92—96.

ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ И ПОЛЕЙ

1. Для многих прикладных задач значительный интерес представляют различные экстремальные характеристики метеорологических процессов и полей. Некоторые из таких характеристик измеряются как самостоятельные параметры (экстремальные значения температуры, ветра и др.), другие получают с помощью обработки рядов наблюдений или расчетным путем. К числу основных

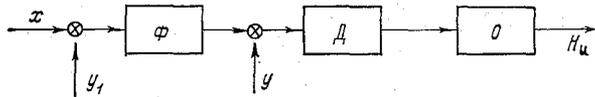


Рис. 1. Эквивалентная структурная схема методов определения экстремальных характеристик.

Φ — входной фильтр (прибор, датчик), D — дискретизация процесса или поля, O — обработка наблюдений, x — метеорологический элемент, y_1 и y — помеха на входе прибора и погрешность наблюдений.

методических вопросов, связанных с нахождением экстремальных характеристик метеорологических процессов и полей, относится зависимость результирующей погрешности от метода измерений, интервала наблюдения T_0 , вида экстремальной характеристики H_{mi} , статистической структуры элемента и помех (погрешностей измерений).

Указанные методические вопросы возникают как при обработке рядов наблюдений, так и при проектировании приборов, а также при сопоставлении и интерпретации результатов измерений, полученных разными приборами и методами. Метод определения экстремальных характеристик обычно включает следующие вопросы: влияние и выбор динамических характеристик приборов, частот наблюдений или густоты сети, используемого способа локально

проксимации процесса или поля по дискретным наблюдениям при определении H_{mi} и может быть описан общей структурной схемой, приведенной на рис. 1.

Погрешность ε определения экстремальных характеристик процессов в зависимости от ряда перечисленных выше факторов и рекомендации по выбору методов измерений и параметров приборов обсуждались в [1—3]. В приведенных работах при анализе не учитывались погрешности измерений (y и y_1 на рис. 1). Вместе с тем тот фактор может существенно повлиять на получаемые результаты и рекомендации. С точки зрения чувствительности к высокочастотным помехам и погрешностям определение экстремальных характеристик имеет сходство с определением производных. Однако само решение для экстремальных характеристик существенно ложнее, так как не может быть получено в рамках теории линейной фильтрации [5, 7, 9, 10]. Учет погрешностей измерений при нахождении экстремальных характеристик приводит и к новым качественным результатам. Например, случайные погрешности y и y_1 (при $\bar{y} = \bar{y}_1 = 0$) вызывают систематическую погрешность измерений, причем последняя может существенно превосходить средние квадратические значения погрешностей y и y_1 . При измерении абсолютного максимума по максимуму дискретной последовательности минимум погрешности с учетом погрешностей y и y_1 может иметь место при инерции прибора и шаге дискретизации, не равных нулю; без учета y и y_1 это имело место только для характеристик H_{mi} , учитывающих длительность выброса (экстремумов с длительностью или площадью выброса, больше заданной, и др.) [1, 2].

В данной статье рассматривается метод получения распределения и моментов результирующей погрешности измерений ε с учетом погрешностей y и y_1 .

Рассматривается также распределение погрешности определения по дискретным наблюдениям экстремума двумерного поля.

2. Наиболее простым является получение приближенных результатов для систематической погрешности. Метод нахождения математического ожидания погрешности определения заданной экстремальной характеристики (т. е. нахождения систематической погрешности измерений) с учетом y и y_1 остается тем же, что и в [1, 2]. Находим математическое ожидание искомой экстремальной характеристики H_{mi} (абсолютного экстремума, экстремального выброса с длительностью, больше заданной, и т. п.) метеорологического элемента $x(t)$ при заданных интервале наблюдения T_0 и статистической структуре процесса $x(t)$. Находим далее математическое ожидание экстремума H_x , соответствующего реальному алгоритму измерения и обработки, т. е. рис. 1. При этом учитывается весовая функция прибора $\Phi h(t)$, статистическая структура элемента x и погрешностей y_1 и y , параметры дискретизации процесса $z(t) = \int_0^{\infty} [x(t-\tau) + y_1(t-\tau)] h(\tau) d\tau + y(t)$, алгоритм обработки его отсчетов $z(jT)$ (осреднения, локальной инерноляции с фиксацией экстремума; для непрерывных измерений

$T \rightarrow 0$). Систематическая погрешность рассматриваемого метода определения характеристик \bar{H}_{mi} находится в виде

$$\bar{\varepsilon} = \bar{H}_n - \bar{H}_{mi}. \quad (1)$$

Приближенные методы нахождения распределений H_n и H_m и соответствующих моментов (\bar{H}_{mi} , \bar{H}_n) для дифференцируемых (в том числе нестационарных) процессов $x(t)$ и $z(t)$, достаточного большого интервала T_0 , различных экстремальных характеристик H_{mi} и разных методов измерений рассмотрены в [2, 8]. Практически решение сводится к нахождению среднего числа выбросов для данной характеристики H_{mi} и для используемого метода измерений, через которые и выражаются распределения H_{mi} и H_n . Учет погрешностей $y(t)$ и $y_1(t)$ влияет только на статистические характеристики процесса $z(t)$. Отметим, что влияние некоррелированных погрешностей наблюдений на среднее число выбросов дискретной последовательности обсуждалось в [4].

Следует отметить, что для суммы низкочастотного и высокочастотного процессов (к чему часто приводит учет погрешностей y и y_1) определение \bar{H}_{mi} через среднее число выбросов дает существенно завышенный результат. Это связано с тем, что для такого процесса или последовательности нарушается условие независимости выбросов (наблюдаются серии выбросов). Поэтому использование рассматриваемого простого подхода дает достаточно точный результат для относительно больших шагов дискретизации или инерции прибора (при малых ε) и целесообразно для рационального выбора последних. В общем случае высокочастотной погрешности следует использовать более сложный подход, рассматриваемый в п. 3.

В качестве примера рассмотрим систематическую погрешность определения абсолютного экстремума (H_m) для двух методов измерений: по максимуму непрерывного процесса $z(t)$ на выходе инерционного прибора Φ (на рис. 1 $T \rightarrow 0$) и по максимуму дискретной последовательности ($T \neq 0$; при обработке в обоих случаях используется наиболее простая линейная интерполяция). Полагая процессы x , y и y_1 стационарными и нормальными, а T_0 достаточно большим, воспользовавшись распределением Г. Крамера, для первой задачи запишем

$$\bar{h}_n = A \left[\sqrt{2 \ln \mu(T_0)} + \frac{0,577}{\sqrt{2 \ln \mu(T_0)}} \right], \quad (2)$$

где $h_n = \frac{H_n}{\sigma_x}$; $A = \frac{\sigma_z}{\sigma_x}$, $\mu(T_0) = \frac{T_0}{2\pi} \frac{\sigma_{z1}}{\sigma_z}$, σ_x^2 , σ_z^2 и σ_{z1}^2 — дисперсии процессов $x(t)$, $z(t)$ и $\frac{dz(t)}{dt}$; значения σ_z и σ_{z1} несложно записать, если известны $h(t)$ и корреляционная матрица x , y и y_1 [для простоты записи в выражении (2) принято, что $\bar{x} = \bar{y} = \bar{y}_1 = 0$]. \bar{H}_m находим из выражения (2) при $y = y_1 = 0$.

Для второй задачи в уравнении (2) $A = \frac{\sigma_z}{\sigma_x \sqrt{1,16 - 0,16r}}$, $\mu(T_0) = \frac{T_0}{2\pi T} \arccos r$; $r = \frac{R_z(T)}{\sigma_z^2}$.

Помехи (погрешности измерений) могут существенно исказить результат определения абсолютного экстремума H_m (в том числе, знося систематическую погрешность). При малых T_1 и T эта погрешность тем больше, чем больше относительная величина погрешности $\frac{\sigma_y}{\sigma_x}$ и чем меньше ее интервал корреляции.

Предварительная фильтрация процесса рациональным выбранным прибором Φ либо оредиение измерений (для уменьшения влияния y_1 и y) позволяет значительно уменьшить систематическую погрешность. При дискретных измерениях той же цели можно достигнуть рациональным выбором шага дискретизации T . При определенных значениях T или интервала осреднения T_1 , не равных нулю, систематическая погрешность определения абсолютного максимума равна нулю. Указанные значения существенно зависят от статистической структуры сигнала и помехи и от T_0 .

Для примера укажем значения aT , при которых для $y_1 \equiv 0$, $R_x(t) = \sigma_x^2 (1 + a|t|) e^{-a|t|}$, $R_y(t) = \sigma_x^2 (1 + b|t|) e^{-b|t|}$, $aT_0 = 100$ систематическая погрешность определения H_m по максимуму дискретной последовательности равна нулю; при $\sigma_y/\sigma_x = 0,22$ и $a/b < 0,1$ $aT \approx 0,68$, при $\sigma_y/\sigma_x = 0,05$ и $a/b = 0,1$ и $0,01$ aT приблизительно равно $0,2$ и $0,14$. Указанные значения aT оказались близкими к полученным для aT_1 в случае определения абсолютного максимума по интегрирующему за интервал T_1 прибору при $y \equiv 0$, $R_{y_1}(t) = \sigma_y^2 (1 + b|t|) e^{b|t|}$ и тех же $R_x(t)$, σ_y/σ_x и a/b .

Следует отметить, что рациональный выбор входных фильтров, интервала дискретизации T и метода обработки наблюдений взаимосвязан. Заметим также, что минимум погрешности при $T \neq 0$ может иметь место только для конкретных типов или параметров входного фильтра и алгоритма обработки. При оптимизации последних, очевидно, погрешность уменьшается с уменьшением шага дискретизации T .

3. Нахождение только систематической погрешности $\bar{\varepsilon}$ недостаточно, так как не позволяет оценить реальной точности метода измерений. Необходимо получение распределения $\omega(\varepsilon)$ или хотя бы двух первых его моментов ($\bar{\varepsilon}$ и дисперсии D_ε). Кроме того, необходимо также знание погрешности, не осредненной по шкале (по H_{mi}), а для всех значений экстремальной характеристики, т. е. знание условного распределения $\omega(\varepsilon/H_{mi})$. Выбор метода измерений или его параметров (T_1 , T и т. п.), исходя из величины $\bar{\varepsilon}$, очевидно, допустим только как весьма грубое первое приближение.

Общий подход к нахождению распределений $\omega(\varepsilon/H_{mi})$ и $\omega(\varepsilon)$ погрешности определения экстремальной характеристики H_{mi} может заключаться в следующем. Находим условный случайный процесс в области экстремума при данном H_{mi} и с учетом используемого метода измерений (т. е. влияния y , y_1 , Φ , дискретизации и обработки); вычисляем распределение экстремума для полученного нестационарного процесса (или последовательности). Тем самым приближенно находим условное распределение $\omega(\varepsilon/H_{mi})$ по-

грешности для данных H_{mi} и метода измерений. Уточнение такого подхода связано с привлечением вероятности пропуска при измерениях основного экстремума. Распределение $\omega(\varepsilon)$ находим, осредняя $\omega(\varepsilon/H_{mi})$ по H_{mi} с учетом плотности вероятности $\omega(H_{mi})$.

Метод нахождения распределений $\omega(\varepsilon/H_{mi})$ и $\omega(\varepsilon)$ с учетом погрешностей измерений y_1 и y рассмотрим на примере определения абсолютного максимума H_m . Примем, что процесс $x(t)$ — дважды дифференцируемый, а для нахождения максимума используется наиболее простой алгоритм, а именно — фиксация максимумов процесса $z(t)$ или дискретной последовательности $z(jT)$. Пусть $z(t) = x(t) + y(t)$. Используя параболическую аппроксимацию экстремального выброса, найдем условное распределение погрешности $\omega(\varepsilon_1/H_m, x_1'')$ при данных H_m и x_1'' (x_1'' — значение второй производной в точке экстремума) по выражению для распределения экстремума \mathcal{E}_1 нестационарного процесса $v_1(t) = \frac{1}{2} x_1'' t^2 + y(t)$.

Погрешность $\varepsilon_1 = \mathcal{E}_1$. При дифференцируемом и широкополосном по сравнению с $x(t)$ процессе $y(t)$ распределение экстремума $v_1(t)$ может быть приближенно выражено через среднее число выбросов процесса $v_1(t)$ через нулевой уровень для участков, на которых разбивается область экстремума [8]. Для недифференцируемого процесса $y(t)$ такой приближенный подход может быть использован, если рассматривать выбросы сглаженного процесса или выбросы с длительностью, больше заданной [2]. Условное распределение $\omega(\varepsilon_1/H_m)$ получим, осредняя найденное распределение $\omega(\varepsilon_1/H_m, x_1'')$ по x_1'' с учетом условного распределения последнего $\omega(x_1''/H_m)$ [выражение для этого распределения аналогично (8)].

Полученное распределение не учитывает того факта, что экстремум процесса $x(t) + y(t)$ может соответствовать неэкстремальному выбросу процесса $x(t)$ (вследствие существенной зависимости влияния $y(t)$ от длительности выброса, т. е. от значения x_1'' , пропуска выброса при дискретных измерениях и т. д.). Для получения уточненной оценки найдем распределение экстремума \mathcal{E}_2 нестационарного процесса $v_2(t) = \frac{1}{2} x_2'' t^2 + y(t) + H_{1m} - H_m$, где $H_{1m} < H_m$

и x_2'' — значения второго по величине выброса и второй производной в момент этого выброса. Распределения $\omega(x_2''/H_{1m})$ и $\omega(H_{1m}/H_m)$ находим, как и в [3]. Осредняя полученное распределение по x_2'' и H_{1m} с учетом их условных вероятностей, найдем распределение $\omega(\varepsilon_2/H_m)$ погрешности ε_2 , равной \mathcal{E}_2 . Учтя, что ε_1 и ε_2 могут быть приняты независимыми, интегральное распределение результирующей погрешности находим в виде $F(\varepsilon/H_m) = F(\varepsilon_1/H_m) F(\varepsilon_2/H_m)$. Как правило, такой подход дает заметно уточнение лишь при сравнительно малых H_m ($H_m < \bar{H}_m$).

Заметим, что рассматриваемый подход позволяет учесть при нахождении $\omega(\varepsilon/H_m)$ и $\omega(\varepsilon)$ зависимость погрешности y от x .

Метод решения данной задачи с учетом динамики прибора Φ (например, влияния интервала осреднения T_1) остается неизмен-

ным. В этом случае необходимо только дополнительно учесть искажение прибором математического ожидания и корреляционной функции условного нестационарного процесса $v_1(t)$ и $(v_2(t))$ и искать распределение экстремума \mathcal{E}_1 полученного нестационарного процесса $v_{1c}(t)$; погрешность $\varepsilon_1 = \mathcal{E}_1$.

Аналогично решается задача при дискретных измерениях, но в данном случае ищется распределение экстремума нестационарной дискретной последовательности $v_1(jT+l_1)$ [или $v_{1c}(jT+l_1)$] и $v_2(jT+l_2)$, где l_1 и l_2 — сдвиги ближайшего члена последовательности относительно абсцисс экстремумов H_m и H_{1m} . При большом T_0 значения l_1 и l_2 можно принять независимыми и распределенными равномерно в интервале $(-\frac{T}{2}, \frac{T}{2})$. Находя распределение экстремума последовательности $\omega(\mathcal{E}_1/x_1, l_1, H_m)$ и осредняя по x_1 и l_1 , получим распределение погрешности $\omega(\varepsilon_1/H_m)$. Для упрощения решения при малых T (т. е. большом числе влияющих на результат членов последовательности) распределение \mathcal{E}_1 нередко может быть выражено через среднее число выбросов нестационарной последовательности $v_1(jT+l_1)$. Точно так же может быть получено решение при осреднении измерений.

Аналогичный подход, основанный на нахождении распределения экстремума условного случайного процесса или последовательности в области экстремума H_{mi} (т. е. определения условной погрешности), может быть использован и при определении других экстремальных характеристик H_{mi} , при более сложной обработке измерений и т. д. Например, при используемой выше параболической интерполяции выброса просто решается задача получения распределения $\omega(\varepsilon/H_{mi})$, когда H_{mi} — экстремальный выброс с длительностью или площадью, больше заданной. Подобный подход может быть применен также в случае, когда аппроксимация выброса параболой при нахождении условного процесса неприемлема (для гладких процессов при использовании не линейной, а более точной локальной интерполяции; для процессов, имеющих только первую производную).

4. Рассматриваемый подход может быть использован и для оценки погрешности определения экстремальных характеристик случайного поля.

Рассмотрим в качестве примера погрешность определения абсолютного максимума H_m двумерного изотропного нормального поля $X=f(x_1, x_2)$ по дискретным наблюдениям. Полагая поле дважды дифференцируемым и пренебрегая временно погрешностями наблюдений, для условного поля в области экстремума при данном H_m приближенно запишем

$$v_1(x_1, x_2) \approx -\frac{1}{2} Q_1(x_1 - \xi_1)^2 - \frac{1}{2} Q_2(x_2 - \xi_2)^2 - Q_3(x_1 - \xi_1)(x_2 - \xi_2) + y(x_1, x_2), \quad (3)$$

где

$$Q_1 = \frac{\partial^2 X(x_1, \xi_1)}{\partial x_1^2} \Big|_{x_1=\xi_1}, \quad Q_2 = \frac{\partial^2 X(\xi_1, x_2)}{\partial x_2^2} \Big|_{x_2=\xi_2},$$

$$Q_3 = \frac{\partial^2 X(x_1, x_2)}{\partial x_1 \partial x_2} \Big|_{x_1=\xi_1, x_2=\xi_2};$$

ξ_1 и ξ_2 — координаты точки экстремума. Примем, что дискретизация поля является равномерной. При достаточной большой площади наблюдения S_0 распределение положения экстремума в области D_1 , соответствующей повторяющемуся элементу пространственной решетки, может быть принято равномерным. Условное распределение значений Q_1, Q_2, Q_3 в формуле (3) равно

$$\omega(Q_1, Q_2, Q_3/H_m) = \begin{cases} 0 & \text{при } (Q_1, Q_2, Q_3) \in D, \\ \frac{1}{M} \frac{R_{00}}{(2\pi)^{3/2} A} \exp \left\{ -\frac{1}{2A} \sum_{i=0}^3 \sum_{j=0}^3 A_{ij} Q_i Q_j + \frac{Q_0^2}{2R_{00}} \right\} & \text{при } (Q_1, Q_2, Q_3) \in D, \end{cases} \quad (4)$$

где

$$M = \int_{-\infty}^0 \int_{-\infty}^0 \int_{-\sqrt{Q_1 Q_2}}^{\sqrt{Q_1 Q_2}} \frac{R_{00}}{(2\pi)^{3/2} A} \exp \left\{ -\frac{1}{2A} \sum_{i=0}^3 \sum_{j=0}^3 A_{ij} Q_i Q_j + \frac{Q_0^2}{2R_{00}} \right\} dQ_3 dQ_2 dQ_1 \quad (4')$$

D — область, определяемая соотношениями $Q_1 < 0, Q_2 < 0, Q_3^2 < Q_1 Q_2$; A — определитель матрицы $B = \{R_{ij}\}_{ij=0}^3 = 0$; A_{ij} — элементы матрицы, обратной B ; $Q_0 = H_m - \bar{X}$; корреляционные моменты R_{ij} равны:

$$R_{00} = R_X(0,0), \quad R_{0i} = \frac{\partial^2 R_X(\lambda_1, \lambda_2)}{\partial \lambda_i^2} \Big|_{\lambda_1=\lambda_2=0}, \quad i = 1, 2,$$

$$R_{03} = \frac{\partial^2 R_X(\lambda_1, \lambda_2)}{\partial \lambda_1, \partial \lambda_2} \Big|_{\lambda_1=\lambda_2=0}, \quad R_{12} = R_{33} = \frac{\partial^4 R_X(\lambda_1, \lambda_2)}{\partial \lambda_1^2 \partial \lambda_2^2} \Big|_{\lambda_1=\lambda_2=0},$$

$$R_{i3} = \frac{\partial^4 R_X(\lambda_1, \lambda_2)}{\partial \lambda_i^3 \partial \lambda_j} \Big|_{\lambda_i=\lambda_j=0}, \quad i = 1, 2, \quad j = i - (-1)^i, \quad R_{ii} = \frac{\partial^4 R_X(\lambda_1, \lambda_2)}{\partial \lambda_i^4} \Big|_{\lambda_i=\lambda_2=0}.$$

Заметим, что в выражении (4') интегрирование по Q_3 может быть выполнено.

Из выражений (3) и (4) можно найти статистические характеристики дискретной последовательности, образованной значениями $v_1(x_1, x_2, \xi_1, \xi_2)$ в точках наблюдений (x_{1j}, x_{2j}) .

Находя экстремум этой последовательности при фиксированных Q_1, Q_2, Q_3 и осредняя по Q_1, Q_2, Q_3 с учетом (4) и по ξ_1, ξ_2 (с учетом равномерного распределения положения максимума в области D_1), получим выражение для условного распределения погрешности измерений абсолютного экстремума поля по дискретным наблюдениям $\omega(\epsilon_1/H_m)$. Число привлекаемых наблюдений зависит в первую очередь от характеристик погрешности наблюдений y

и густоты сети. Как и для процессов, возможно уточнение, учитывающее влияние пропуска выброса поля. Безусловное распределение $\omega(\epsilon)$ найдем с учетом распределения максимума поля $\omega(H_m)$ [8]. Рассматриваемый подход без изменений переносится на k -мерное поле.

Примем поле однородным и изотропным с корреляционной функцией $R_X(\rho)$, где $\rho = \sqrt{\lambda_1^2 + \lambda_2^2}$. При этом выражение (4) в области $(Q_1, Q_2, Q_3) \in D$ примет вид

$$\omega(Q_1, Q_2, Q_3/H_m) = \frac{1}{M} \frac{\sqrt{3}}{(2\pi)^{3/2} \sqrt{R_X^{IV}(0)(1-r^2)\sigma^2}} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2(1-r^2)} \left[\sum_{i=1}^2 (Q_i - m)^2 - 2r(Q_1 - m)(Q_2 - m) \right] - \right. \\ \left. - \frac{3Q_3^2}{2R_X^{IV}(0)} \right\}, \quad (5)$$

где

$$M = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-r^2}} \int_{-\infty}^0 \int_{-\infty}^0 \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2(1-r^2)} \left[\sum_{i=1}^2 (Q_i - m)^2 - \right. \right. \\ \left. \left. - 2r(Q_1 - m)(Q_2 - m) \right] \right\} \Phi \left(\sqrt{\frac{3Q_1Q_2}{2R_X^{IV}(0)}} \right) dQ_1 dQ_2, \quad (5')$$

$$\sigma^2 = \{r_X^{IV}(0) - [r_X''(0)]^2\} R_X(0), \quad m = r_X''(0)Q_0,$$

$$r_X(\rho) = \frac{R_X(\rho)}{R_X(0)}, \quad r = \frac{\frac{1}{3} r_X^{IV}(0) - [r_X''(0)]^2}{r_X^{IV}(0) - [r_X''(0)]^2},$$

$$r_X''(\rho) = \frac{d^2 r_X(\rho)}{d\rho^2}, \quad r_X^{IV}(\rho) = \frac{d^4 r_X(\rho)}{d\rho^4}, \quad \Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt.$$

При большом S , т. е. $H_m - \bar{X} \gg \sqrt{R_X(0)}$, условное математическое ожидание вторых производных Q_1 и Q_2 заметно больше средних квадратических значений Q_1 , Q_2 и Q_3 , и решение упрощается. Например, при $r_X(\rho) = e^{-a^2\rho^2}$, $r_X''(0) = -2a^2$, $r_X^{IV}(0) = 12a^4$ и для неусеченного распределения условное математическое ожидание $m = -2a^2(H_m - \bar{X})$, условное среднее квадратическое значение вторых производных Q_1 и Q_2 $\sigma = 2\sqrt{2}a^2\sqrt{R_X(0)}$, а производной $Q_3 - \sigma_1 = 2a^2\sqrt{R_X(0)}$. Для $H_m - \bar{X} > (3 \div 4)\sqrt{R_X(0)}$ значение m много больше σ и σ_1 и в выражениях (5) и (5') $M \approx 1$. При этом удобно значения погрешности представить в полярных координатах

$$v_1(\rho, \varphi) \approx -\frac{1}{2} Q(\varphi) \rho^2 + y(\rho, \varphi), \quad (6)$$

где $\rho=0$ соответствует точке экстремума; $Q(\varphi)$ — вторая производная поля в точке экстремума по направлению φ . Для нахождения статистических характеристик погрешностей наблюдений $v_1(\rho_j, \varphi_j)$ требуется знание характеристик производной $Q(\varphi)$. Приближенно распределение $Q(\varphi_j)$, $j=1, \dots, k$ соответствует усеченному (при $Q>0$) многомерному нормальному распределению с математическим ожиданием $m=r''_x(0)$ ($H_m-\bar{X}$) и корреляционными моментами

$$R_Q(\varphi_i - \varphi_j) = \left\{ r''_{X'}(0) \left[\frac{1}{3} + \frac{2}{3} \cos^2(\varphi_i - \varphi_j) \right] - [r''_{X'}(0)]^2 \right\} R_X(0).$$

Значения $R_Q(0) = R_Q(\pi) = \sigma^2$, $R_Q\left(\pm \frac{\pi}{2}\right) = \sigma^2 r$. Заметим, что для $r_X(\rho) = e^{-a^2 \rho^2}$ $r=0$, обычно $R_Q\left(\frac{\pi}{2}\right) = R_Q \cdot Q_2 > 0$.

Получим приближенное распределение погрешности для изотропного нормального поля при $y=0$. В отличие от процессов, где достаточно рассмотреть погрешность для ближайшего к экстремуму отсчета, для поля и при $y=0$ максимум последовательности $v_1(\rho_j, \varphi_j)$ может соответствовать не ближайшему отсчету, т. е. не минимальному значению ρ_j . Однако, учитывая, что при больших H_m заметно больше σ и погрешность пропорциональна ρ^2 , достаточно рассмотреть только несколько ближайших отсчетов. Для получения оценок погрешности ε снизу и сверху можно рассмотреть два случая: когда $R_Q(\varphi)$ для всех φ принято равным 1, т. е. значения $Q(\varphi)$ равны, и когда значения $Q(\varphi)$ приняты некоррелированными. В первом случае погрешность равна $\frac{1}{2} \rho_1^2 Q_1^2$, где ρ_1 — расстояние до ближайшего к точке максимума отсчета. Осредняя эту погрешность по области D_1 (т. е. по ρ) и по Q_1 с учетом распределения $\omega(\rho)$ и $\omega(Q_1/H_m)$, найдем распределение $\omega(\varepsilon/H_m)$. Например, при пространственной решетке, образованной равнобедренными треугольниками со стороной T , интегральное распределение

$$F_\varepsilon(\varepsilon/H_m) = \int_0^{\frac{T}{\sqrt{3}}} \omega(\rho) F_{Q_1} \left(\frac{2\varepsilon}{\rho^2} / H_m \right) d\rho, \quad (7)$$

где

$$F_{Q_1}(Q_1/H_m) = \begin{cases} 0 & \text{при } Q_1 \geq 0, \\ M_1 \exp \left\{ - \left[\frac{Q_1 - (H_m - \bar{X}) r''_{X'}(0)}{\sqrt{2} \sigma} \right]^2 \right\} & \text{при } Q_1 < 0 \end{cases} \quad (8)$$

— условное интегральное распределение второй производной поля

$$M_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi} \sigma} \left\{ 1 + \Phi \left[- \frac{(H_m - \bar{X}) r''_{X'}(0)}{\sqrt{2} \sigma} \right] \right\}^{-1},$$

$$\omega(\rho) = \begin{cases} \frac{4\pi}{\sqrt{3} T^2} \rho & \text{при } 0 \leq \rho \leq \frac{T}{2}, \\ \frac{8\sqrt{3}}{T^2} \rho \left[\frac{\pi}{6} - \operatorname{arctg} \left(\frac{2}{T} \sqrt{\rho^2 - \frac{T^2}{4}} \right) \right] & \text{при } \frac{T}{2} \leq \rho \leq \frac{T}{\sqrt{3}}. \end{cases} \quad (8')$$

Выражение (7) дает для погрешности $|\varepsilon|$ оценку сверху. Нельзя получить уточнение с учетом других отсчетов.

При $y \neq 0$ и густой сети необходимо привлечение при расчете большого числа наблюдений. Здесь можно воспользоваться приближенным методом нахождения распределения экстремума условного поля $v_1(x_1, x_2)$ через среднее число выбросов неоднородного поля [8]. Последнее с учетом [9] находим в виде

$$\bar{N}(C) = - \iint_S \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty f(C, 0, \theta_2, Q_1) \theta_2 Q_1 dQ_1 d\theta_2 dS,$$

где $f(C, \theta_1, \theta_2, Q_1)$ — распределение значения поля, его производных по x_1 и x_2 и второй производной по x_1 в одной точке поля. Полагая поле $y(x_1, x_2)$ однородным, для поля $v_1(x_1, x_2)$ (неоднородного по математическому ожиданию) можно вычислить $\bar{N}(C)$ (при данных Q_1, Q_2 и Q_3) и, осреднив по Q_1, Q_2, Q_3 , найти $\omega(\varepsilon/H_m)$. Аналогично может быть решена задача для дискретных наблюдений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анишкин Л. В., Персин С. М. О погрешности измерения экстремальных значений случайного процесса.— Труды ГГО, 1972, вып. 292, с. 12—25.
2. Анишкин Л. В., Персин С. М. Влияние инерционности приборов и дискретности наблюдений на погрешность измерения экстремальных значений случайного процесса.— Труды ГГО, 1974, вып. 342, с. 35—45.
3. Анишкин Л. В., Персин С. М. О погрешности определения абсолютного экстремума случайного процесса по дискретным измерениям.— Труды ГГО, 1976, вып. 346, с. 110—121.
4. Каган Р. Л., Федорченко Е. И. О влиянии дискретности измерений на точность определения числа выбросов случайного процесса.— Труды ГГО, 1975, вып. 348, с. 78—98.
5. Крамер Р., Лидбеттер М. Стационарные случайные процессы.— М.: Мир, 1969.— 398 с.
6. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1.— М.: Советское радио, 1974.— 552 с.
7. Лонге-Хиггинс М. С. Статистический анализ случайной движущейся поверхности.— В кн.: Ветровые волны. М., Изд-во иностр. лит-ры, 1962, с. 125—218.
8. Персин С. М. Приближенные методы расчета и экстраполяции экстремальных характеристик случайных процессов и полей.— См. наст. сб.
9. Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций.— М.: Наука, 1968.— 464 с.
10. Тихонов В. П. Выбросы случайных процессов.— М.: Наука, 1970.— 392 с.

Р. А. Кругло

СТАТИСТИЧЕСКИЙ МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЙ ОБЛАЧНОСТИ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО МЕТЕООБЕСПЕЧЕНИЯ АЭРОДРОМОВ

Инструментальные наблюдения за нижней границей облаков на аэродроме в настоящее время выполняют с помощью датчиков, позволяющих измерять высоту облаков непосредственно над местом их установки. Из-за значительной пространственно-временной изменчивости нижней границы облаков результаты единичных измерений репрезентативны для ограниченной площади, экстраполяция их значений возможна на очень короткие отрезки времени. С целью повышения достоверности измерений и надежности прогнозирования необходимо получить и обработать большой ряд измерений. При ручных наблюдениях это связано с большой затратой времени. Автоматические датчики позволяют существенно сократить время обработки, предоставляя в распоряжение наблюдателя квазинепрерывный ряд наблюдений в виде записи результатов измерений на ленте самописца. Еще большими возможностями обладают системы автоматизированных метеонаблюдений, которые получают все большее распространение в практике метеобеспечения аэродромов.

Однако до настоящего времени не существует простых и надежных алгоритмов, позволяющих при больших колебаниях нижней границы, при наличии разорванных облаков под основным слоем облачности получить результат, сопоставимый с визуальной оценкой высоты облаков с борта самолета. Все известные алгоритмы в качестве основного критерия при оценке высоты облаков по результатам измерений в точках используют среднее из ряда измерений и отклонения от среднего [1, 2, 4, 5, 7].

Очевидно, что при двухслойной облачности с разрывами в нижнем слое среднее значение из ряда измерений не будет отражать положение ни верхнего, ни нижнего слоя, а отклонения от среднего, полученные по результатам единичных измерений, могут быть так велики, что не дадут никакого практического указания для

решения решения о взлете или посадке самолета. В этом проявляются различие методик и большие расхождения при оценке высоты облаков по наземным приборам и с борта самолета [6].

Возникает трудно разрешимое противоречие. Оно состоит в том, что попытки увеличить репрезентативность измерений, выполненных в одном или нескольких пунктах аэродрома, путем пространственного или временного осреднения приводят к повышению вероятности появления методических ошибок. При этом ошибки астут с увеличением амплитуды колебаний нижней границы облаков так, что единичные и осредненные значения высоты облаков казываются в равной степени недостоверными.

Решение указанного противоречия возможно, если при определении высоты облаков на аэродроме исходить из существования функциональной связи между высотой облаков H и степенью закрытости облаками D интересующего нас участка площади аэро-

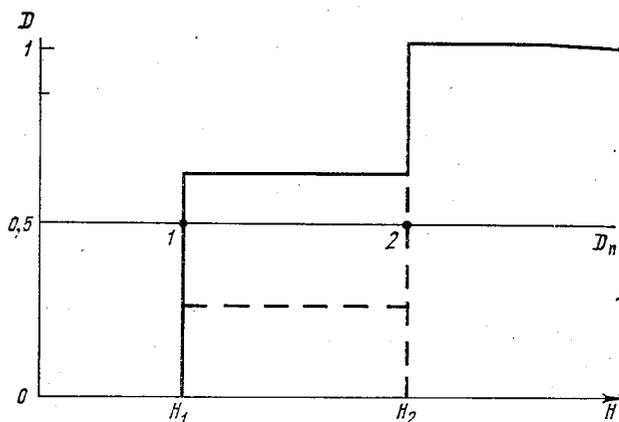


Рис. 1. Характер зависимости $D=F(H)$ при двухслойной облачности с разрывами в нижнем слое.

дрома. При этом параметр D может и должен служить критерием для оценки высоты облаков, ввиду того, что степень закрытости облаками некоторого участка земной поверхности есть функция высоты, с которой (условно, конечно) этот участок рассматривается наблюдателем. В этом и состоит принципиальное отличие данного подхода от известных, которые количество облаков и их высоту рассматривают как отдельные, независимые характеристики облачного поля. Высоту облаков по предложенному методу определяют как минимальное значение высоты H^* , которому соответствует предельно допустимое значение D_{II} .

Таким образом, процедура определения высоты облаков состоит в определении D как функции высоты, сравнении значений этой функции с некоторым, заранее установленным, пороговым уровнем и определении высоты, которая соответствует точке пересечения

функцией D порогового уровня. Сказанное поясняется рис. 1, где показан характер зависимости $D=F(H)$ для случая, когда поле облачности представлено в виде двух плоскопараллельных слоев расположенных горизонтально над ВПП на высотах H_1 и H_2 , причем в первом слое имеются разрывы.

Высота нижней границы облаков при определении по предельному методу совпадает с положением нижнего слоя в том случае, если относительная пространственная протяженность отдельных элементов этого слоя (степень закрытости облаками) превышает предельно допустимое значение $D_{\text{п}}$ — точка 1 на рис. Если же разрывы в нижнем слое более значительны, то высота облаков окажется равной высоте H_2 — точка 2 для пунктирной линии на рис. 1.

Нетрудно показать, что для любого заранее выбранного значения $D_{\text{п}}$ и при любом соотношении пространственных протяженностей облачных элементов в нижнем и верхнем слоях высота нижней границы облаков, определенная по данному методу, совпадает с положением одного из слоев. Объясняется это ступенчатым характером зависимости $D=F(H)$.

Конечно, здесь рассмотрен идеализированный случай и в действительности $D=F(H)$ должна быть представлена более плавной кривой. Это связано с тем, что если облачные слои рассматривать в отдельности, то каждый из них имеет неровную нижнюю границу. Однако ступенчатый характер зависимости $D=F(H)$ сохраняется и в этом случае.

Алгоритм получения значений функции $D=F(H)$ состоит в следующем. В диапазоне измеряемых высот поле облачности делится на m плоскопараллельных слоев толщиной δh , где δh — допустимая величина погрешности дискретизации. Если имеется ряд измерений, состоящий N отсчетов, полученных за некоторый отрезок времени ΔT от N датчиков, расположенных в зоне измерений (либо от одного датчика за некоторый интервал времени T), то функция D может быть определена следующим образом:

$$D(H) = \sum_{x=0}^{x=m} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N d_k(H = x \delta h), \quad (1)$$

где $d_k(H = x \delta h)$ — ответ датчика о наличии или отсутствии эхо сигнала от облачного слоя толщиной δh на высоте H . При этом $d_k=1$, если получен ответ «да» и $d_k=0$ при ответе «нет». С учетом этого обстоятельства $D(H)$ может быть представлена простым отношением.

$$D(H) = \frac{1}{N} n(H), \quad (2)$$

где $n(H)$ — число измерений с ответом «да» в диапазоне высот (в м) от 0 до H .

Необходимо отметить, что в случае двухслойной облачности второй слой фиксируется только при наличии «окна» в первом

лое. По этой причине значение $D(H)$ не может быть больше 1.

Таким образом, задача по определению высоты нижней границы облаков над заданным участком поверхности земли с метрической точки зрения сводится к задаче определения суммарной эллиности слоя $H = x \cdot \delta h$, достаточной для обнаружения минимально необходимого числа эхо-сигналов от облаков в единицу времени. С технической точки зрения необходимо найти число x , для которого средняя частота обнаружения эхо-сигналов достигает орового уровня.

Эта задача аналогична задаче обнаружения эхо-сигналов от целей с использованием принципа накопления [9].

Теория оптимальных решений таких задач хорошо разработана для случая приема радиолокационных сигналов и полностью применима для оптической локации [3].

Пользуясь терминологией, общепринятой при решении подобных задач, можно сказать, что принцип накопления позволяет повысить вероятность правильного обнаружения путем уменьшения вероятности пропуска цели. В применении к рассматриваемой задаче уменьшение вероятности пропуска цели при разорванной облачности достигается увеличением числа датчиков, равномерно расположенных в зоне измерений. Этой же цели можно достичь при ограниченном числе датчиков путем увеличения ряда измерений при соответствующем удлинении времени наблюдения. Действительно, если вероятность попадания в разрыв облака при одном измерении равна p , то вероятность того, что все n измерений попадут в разрыв, равна $p^n < p$.

Вероятность ложной тревоги при обнаружении цели по нескольким отсчетам также уменьшается. В применении к рассматриваемой задаче это можно показать на следующем примере. Явление ложной тревоги будет иметь место всякий раз, когда край уходящего облака окажется в поле зрения одного из датчиков, расположенных в зоне измерений, если порог принятия решения $D_{\text{п}} = 1/N$, т. е. если принимается решение по первому же ответу о наличии цели (облака), полученному от любого из датчиков. Если же порог принятия решения $D_{\text{п}} = n/N$, т. е. требуется n ответов о наличии цели из N измерений, то в той же ситуации явление ложной тревоги исключается.

Известно, что имеет место противоположное влияние порога принятия решения на вероятности ложной тревоги и пропуска цели. Следовательно, значение $D_{\text{п}}$ должно выбираться с учетом того обстоятельства. С точки зрения уменьшения вероятности ложной тревоги необходимо выбирать $D_{\text{п}}$ как можно большей величины. Однако максимальное значение $D_{\text{п}}$ не должно быть более 0,5 в соответствии с существующим критерием оценки опасности по количеству облаков — 5 баллов [7].

Рассмотрим возможный вариант технической реализации предложенного метода. Блок-схема устройства обработки результатов

измерений, полученных от группы датчиков или от одного датчика за определенный интервал наблюдения, показана на рис. 2.

а
Схема содержит устройство дискретного измерения дальности ДИД с числом входов, равным числу датчиков, запоминающее устройство ЗУ, сумматор Σ , сравнивающее устройство СУ и индикатор И. Устройство ДИД преобразует входные аналоговые сигналы, поступающие от датчиков, и подает их на вход ЗУ в вид двоичного числа, где они записываются за один или несколько периодов опроса. В суммирующем устройстве осуществляется подсчет записанных чисел в порядке их возрастания, т. е. число ответов датчика (или нескольких датчиков) о наличии цели в диапазоне измерения в порядке возрастания дальностей. Когда число ответов о наличии цели становится равным установленному порогу, сравнивающее устройство выдает сигнал на вход индикатора, который фиксирует дальность, соответствующую последнему числу, поступившему на сумматор. Например, на вход ДИД поступили сигналы

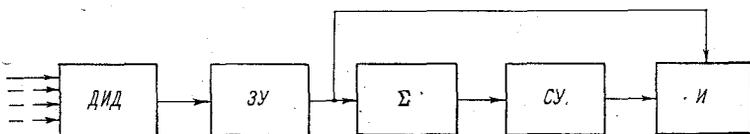


Рис. 2. Блок-схема устройства обработки результатов измерений.

от двух датчиков за пять периодов опроса, выполненных в течение периода наблюдения T . Всего поступило 10 сигналов, которые соответствуют следующим значениям высоты облаков (в метрах в порядке их поступления. От первого датчика: 100, 110, 50, 120, 880. От второго датчика: 930, 890, 110, 120, 110. На входе сумматора эти числа в закодированном виде «выстроятся» в следующей последовательности: 50, 100, 110, 110, 110, 120, 120, 880, 890, 930. Если порог принятия решения $n/N=0,5$, то на индикаторе будет зарегистрировано пятое число, взятое из предыдущего ряда, т. е. 110 м. Таким образом, ложный отсчет высоты 50 м, а также второй слой облачности на высоте около 900 м будут отфильтрованы устройством обработки и не попадут на устройство индикации.

Можно показать, что и в относительно простых ситуациях применение рассмотренного метода может оказаться более эффективным по сравнению с известными.

Рассмотрим случай однослойной облачности без разрывов, но с большой амплитудой колебаний нижней границы. Для простоты рассуждений допустим, что колебания имеют строго синусоидальный характер и амплитуда колебаний на интервале наблюдения неизменна. Если порог принятия решения, как и прежде, равен 0,5, то индикаторное устройство зафиксирует среднее значение высоты нижней границы, как и в случае простого осреднения результатов измерений. Однако можно снизить порог принятия решения до 0,3

даже до 0,2, обеспечивая при этом еще достаточно низкую вероятность ложной тревоги. Снижение порога обнаружения приведет тому, что высота, которую зафиксирует индикаторное устройство, будет иметь промежуточное значение по отношению к средним минимальным значениям колебаний нижней границы. Выбирая порог принятия решения, можно получить результат, сопоставимый высотой потери горизонта с борта самолета.

Таким образом, рассмотренный метод статистической обработки результатов измерений в точках позволяет повысить достоверность оценки высоты нижней границы облаков над некоторой поверхностью в зоне измерений с точки зрения сопоставимости с визуальной оценкой высоты облаков с борта самолета. Используемый критерий оценки — степень закрытости облаками участка земной поверхности — уменьшает ошибки, связанные с различием в существующей методике определения высоты облаков по наземным приборам и с борта самолета. Это обеспечивает возможность получения в сложной метеорологической обстановке надежных данных в системах автоматизированного метеобеспечения аэродромов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абрамович К. Г. Условия образования и прогноз низких облаков.— М., Гидрометеоздат, 1973. — 119 с.
2. Боханов В. Е. Некоторые характеристики структуры облаков и их приложение к методике измерений нижней границы. — Труды ГГО, 1973, вып. 300, с. 50—63.
3. Волохатюк В. А. и др. Вопросы оптической локации. — М.: Сов. радио, 1971. — 253 с.
4. Каплан С. Н. О характеристиках временной структуры облачности. — Метеорология и гидрология, 1968, № 5, с. 42—48.
5. Кожарин В. С. О закономерностях колебаний высоты нижней границы облаков. — Метеорология и гидрология, 1967, № 6, с. 29—35.
6. Михайленко Н. М., Щербань М. И. Сравнительная оценка различных методов измерения нижней границы облаков. — Метеорология и гидрология, 1969, вып. 4, с. 49—52.
7. Рубинштейн М. В. Некоторые характеристики изменчивости высоты нижней границы облаков. — Труды ГМЦ СССР, 1967, вып. 13.
8. Технический регламент. Т. 2. Метеорологическое обслуживание международной авиации ВМО-149.ОДЗ.
9. Харкевич А. А. Теория информации. Опознавание образов. — М.: Наука, 1973. — 521 с.

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ АБСОЛЮТНЫХ ПИРГЕЛИОМЕТРОВ

Исследования абсолютных пиргелиометров, действующих по принципу замещения [1, 3, 4], показывают, что уравнение статик прибора, на основании которого производится измерение плотности потока радиации E , имеет вид

$$E = \frac{iVB}{\beta S} \left(1 + \frac{R}{R_1}\right) = \frac{iV}{\beta S} BA, \quad (1)$$

где i и V — ток и напряжение замещения; β — интегральный коэффициент поглощения приемной поверхности площадью S ; A и B — поправки на систематические погрешности, обусловленные неэквивалентностью замещения; R и R_1 — термические сопротивления слоев приемника (главным образом зачерняющего покрытия) и теплоотдачи приемной поверхности соответственно.

Заметим, что поправка A , учитывающая термические сопротивления, выделена потому, что она должна вводиться в показание любого абсолютного пиргелиометра, тогда как поправка, учитывающая различия теплоотдачи приемника при радиационном и электрическом нагреве отсутствует ($B=1$) у прибора с охлаждаемым приемником, температура которого приводится к температуре окружающей среды.

Суммарная относительная среднеквадратическая погрешность измерений $\sigma_0 E$, которая учитывает случайные погрешности и не исключенные остатки систематических погрешностей определены и учета величин, входящих в уравнение (1), записывается в вид

$$\sigma_0 E = \sqrt{(\sigma_i)^2 + (\sigma V)^2 + (\sigma S)^2 + (\sigma \beta)^2 + (\sigma A)^2 + (\sigma B)^2}. \quad (2)$$

Анализируя это выражение, необходимо прежде всего учесть, что пока нет методики достаточно точного измерения интегрального коэффициента поглощения β . Это в значительной мере ограничивает современную точность пиргелиометрических измерений. Стремление обойти указанное обстоятельство привело, в частности, к усиленной разработке пиргелиометров с полостными прием

иками, хотя трудность учета погрешностей замещения в этом луче увеличивается [2]. Учитывая это, целесообразно прежде всего рассмотреть возможности пиргелиметров с плоским приемником. В таком случае коэффициент β определяется по данным измерений спектральных коэффициентов отражения $\rho_{\lambda i}$ с учетом их весов в энергетическом спектре Солнца по формуле

$$\beta = \frac{\sum_{i=1}^n \rho_{\lambda i} I_{\lambda i}}{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}}, \quad (3)$$

где n — число выделяемых спектральных интервалов λ_i ; $\rho_{\lambda i} = 1 - \rho_{\lambda i}$ — спектральный коэффициент поглощения в i -м спектральном интервале; $I_{\lambda i}$ — энергия Солнца в соответствующем спектральном интервале.

Функции влияния величин, определяющих коэффициент β , как следует из формулы (3), будут

$$\frac{\partial \beta}{\partial \rho_{\lambda i}} = \left| \frac{\partial \beta}{\partial \rho_{\lambda i}} \right| = \frac{I_{\lambda i}}{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}} \quad \text{и} \quad \frac{\partial \beta}{\partial I_{\lambda i}} = \frac{\rho_{\lambda i} - \beta}{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}}. \quad (4)$$

Пользуясь этими функциями, рассмотрим влияние систематических и случайных погрешностей измерений исходных величин на результат расчета.

В том случае, когда измеренные значения $\rho_{\lambda i}$ и $I_{\lambda i}$ имеют только систематические погрешности $\delta \rho_{\lambda i} = \delta \rho_{\lambda i}$ и $\delta I_{\lambda i}$, абсолютная погрешность искомой величины будет

$$\delta \beta = \sum_{i=1}^n \frac{I_{\lambda i}}{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}} \delta \rho_{\lambda i} + \sum_{i=1}^n \frac{(\rho_{\lambda i} - \beta)}{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}} \delta I_{\lambda i}. \quad (5)$$

Если учесть, что при исследованиях обычно обеспечиваются измерения с неизменной погрешностью $\delta \rho_{\lambda i} = \text{const}$ в сравнительно широком спектральном диапазоне $\lambda_2 - \lambda_1$, а также, что спектральные коэффициенты поглощения мало отличаются друг от друга $\rho_{\lambda i} \simeq \beta$, то соотношение (5) можно записать в виде

$$\delta \beta = \delta \rho_{\lambda i} + \frac{\sum_{i=1}^n (\rho_{\lambda i} - \beta)}{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}} \delta I_{\lambda i} \simeq \delta \rho_{\lambda i} = \delta \beta_{\lambda i}. \quad (6)$$

Следовательно, систематическая погрешность измерений спектрального коэффициента отражения практически полностью характеризует систематическую погрешность определения интегрального коэффициента отражения (или поглощения) приемной поверхности.

В том случае, когда выявленные систематические погрешности измерений $\delta\rho_{\lambda i}$ исключены, а неисключенные остатки этих погрешностей носят характер случайных и входят в результирующую случайную погрешность, дисперсия абсолютной погрешности иско- мой величины соответственно выражения (3) и (4) будет

$$\sigma_a^2 \beta = \sum_{i=1}^n \left(\frac{I_{\lambda i}}{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}} \right)^2 \sigma^2 \rho_{\lambda i} + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\beta_{\lambda i} - \beta}{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}} \right)^2 \sigma^2 I_{\lambda i}, \quad (9)$$

где $\sigma^2 \rho_{\lambda i}$ и $\sigma^2 I_{\lambda i}$ — дисперсии результирующих случайных погрешностей измерения спектральных коэффициентов отражения ρ (или поглощения $\beta_{\lambda i}$) приемной поверхности и распределения энергии в спектре Солнца $I_{\lambda i}$ соответственно. Для спектральной интервала $\lambda_2 - \lambda_1$, в котором погрешности $\sigma \rho_{\lambda i}$ и $\sigma I_{\lambda i}$ постоянны абсолютная среднеквадратическая погрешность будет

$$\sigma_a \beta = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}^2}{\left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i} \right)^2} \sigma^2 \rho_{\lambda i} + \frac{\sum_{i=1}^n (\beta_{\lambda i} - \beta)^2}{\left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i} \right)^2} \sigma^2 I_{\lambda i}}. \quad (10)$$

Относительная среднеквадратическая погрешность определения интегрального коэффициента поглощения будет

$$\sigma_o \beta = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n \beta_{\lambda i}^2 I_{\lambda i}^2 \sigma_o^2 \rho_{\lambda i} + \sum_{i=1}^n I_{\lambda i}^2 (\beta_{\lambda i} - \beta)^2 \sigma_o^2 I_{\lambda i}}}{\beta \sum_{i=1}^n I_{\lambda i}}. \quad (11)$$

В интервале $\lambda_2 - \lambda_1$, где $\sigma_o \rho_{\lambda i} = \text{const}$ и $\sigma_o I_{\lambda i} = \text{const}$, получи-

$$\sigma_o \beta = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}^2 \beta_{\lambda i}^2}{\left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i} \beta_{\lambda i} \right)^2} \sigma_o^2 \rho_{\lambda i} + \frac{\sum_{i=1}^n (\beta_{\lambda i} - \alpha)^2 I_{\lambda i}^2}{\left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i} \beta_{\lambda i} \right)^2} \sigma_o^2 I_{\lambda i}}. \quad (12)$$

Принимая во внимание, что $\beta_{\lambda i} - \beta \simeq 0$, а также, что

$$\left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}^2 \right) \ll \left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i} \right)^2 \quad \text{и} \quad \left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}^2 \beta_{\lambda i}^2 \right) < \left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i} \beta_{\lambda i} \right)^2,$$

получаем вывод о снижении случайных погрешностей результат за счет операции осреднения исходных данных по формуле (3). Это вывод оказывается существенным, если учесть, что точность измерений $\rho_{\lambda i}$ (или $\beta_{\lambda i}$) в настоящее время невысока. Недостаточность сведений о распределении энергии в спектре Солнца мал

сказывается на погрешности нахождения интересующей нас величины β .

Из формул (8) и (10) видно, что в том случае, если спектральный участок $\lambda_2 - \lambda_1$ будет разделен на n спектральных интервалов λ_i , соответствующих равным энергиям солнечного спектра $I_{\lambda_i} = \text{const}$, то случайная погрешность определения интегральной поглощательной способности будет примерно в $1/\sqrt{n}$ раз меньше, чем погрешность измерения спектральных коэффициентов отражения (или поглощения). Если разбиение спектрального участка произойдет, как обычно, на равные интервалы по длинам волн, то уменьшение погрешности будет зависеть от распределения энергии в спектре Солнца, т. е. от числа атмосферных масс m . Рассмотрим это, пользуясь экспериментальными данными [5], которые были получены нами при тщательном исключении систематических погрешностей измерений. Кроме того, воспользуемся тем, что спектральные характеристики отражения, полученные в 1975 г. [5], были уточнены в 1976—1977 гг. Отметим также, что в спектральной области 0,4—0,75 мкм при повторных измерениях использовались более совершенные спектрофотометры СФ-18, а в более широкой области — ФМ-85. Проведенные исследования дают основание считать, что в указанном, наиболее важном, спектральном участке случайная абсолютная погрешность измерений $\pm 0,5\%$. В области от 0,75 до 2,5 мкм погрешность измерений увеличивалась до $\pm 0,7\%$, а в более длинноволновом участке — до 15 мкм; у образцов с достаточно плотным покрытием (более 1,2—1,3 мг/см²) она не превышала $\pm 1,0\%$.

Требования к точности измерений распределения энергии в солнечном спектре I_{λ_i} при оценке всех разновидностей погрешности, как видно из формул (5), (8) и (10), невелики. Это объясняется тем, что весовой коэффициент при втором члене этих выражений мал, так как $\beta_{\lambda_i} \simeq \beta$. Учитывая это, как и ранее [5], воспользуемся данными Текакара, которые получены, по-видимому, с относительной случайной погрешностью $\sigma_0 I_{\lambda_i} = \pm 5\%$. Эти данные для различных атмосферных масс m , а также полученные нами спектральные коэффициенты поглощения некоторых отечественных (эмаль АК-243) и зарубежных (американская краска 3 М и английский лак Парсона) покрытий для 16 спектральных интервалов приводятся в табл. 1.

Заметим, что для характеристики некоторых покрытий здесь указывается диапазон весовых плотностей, в который попадали образцы, использованные для исследований в видимой и длинноволновой областях спектра [5].

Из табл. 1 прежде всего следует, что для указанных покрытий основную роль в поглощении играет весовая плотность (толщина), а не тип покрытия. Видно, что свойства поглощающих актинметрических покрытий почти одинаковы. Увеличение толщины покрытия (например, для эмали АК-243 от 1,5 до 5 мг/см²) ведет к заметному снижению селективности покрытия, особенно в ИК области ($\lambda > 2 \div 3$ мкм), а также к заметному увеличению значений

Плотность солнечного потока и спектральные коэффициенты поглощения в интервалах $\Delta\lambda$

$\Delta\lambda$ мкм	Плотность потока (Вт/м ²) для различных масс атмосферы			Коэффициент поглощения при различной плотности (мг/см ²) покрытий					
	$m=0$	$m=1$	$m=4$	эмаль АК-243		краска ЗМ		лак Парсонса	
				1,5	~5	~3,8	9,9	3,3	5,6
0,3—0,4	100	32	3	0,975	0,977	0,973	0,986	0,979	0,984
0,4—0,5	189	110	15	0,976	0,978	0,974	0,987	0,981	0,985
0,5—0,6	180	125	35	0,977	0,979	0,975	0,988	0,982	0,986
0,6—0,7	155	115	45	0,978	0,980	0,976	0,989	0,983	0,986
0,7—0,8	130	100	48	0,979	0,981	0,977	0,990	0,983	0,985
0,8—0,9	98	75	30	0,979	0,982	0,976	0,991	0,983	0,986
0,9—1,0	84	32	15	0,976	0,981	0,972	0,990	0,981	0,984
1,0—1,1	67	50	21	0,973	0,978	0,969	0,991	0,978	0,983
1,1—1,2	55	25	8	0,973	0,976	0,969	0,992	0,977	0,982
1,2—1,3	48	30	18	0,977	0,979	0,975	0,993	0,976	0,981
1,3—1,4	37	20	10	0,978	0,980	0,977	0,991	0,974	0,978
1,4—1,5	30	9	3	0,977	0,981	0,978	0,992	0,971	0,974
1,5—2,0	90	50	30	0,976	0,981	0,977	0,986	0,968	0,973
2,0—2,5	38	25	18	0,942	0,986	0,981	0,986	0,956	0,965
2,5—4,0	38	2	1	0,910	0,972	0,975	0,986	0,968	0,971
4,0—15	12	—	—	0,870	0,960	0,930	0,967	0,968	0,975
Сумма	1353	800	300	—	—	—	—	—	—
Среднее арифметическое	—	—	—	0,965	0,978	0,972	0,988	0,976	0,980

коэффициентов поглощения (как спектральных, так и средних по спектру).

Значения интегральных коэффициентов поглощения, вычисленные по формуле (3) для различных масс атмосферы m , вызывающих изменения характера солнечного спектра, приводятся в табл. 2. Из нее видно, что средние арифметические спектральных коэффициентов поглощения существенно не отличаются от значений интегральных коэффициентов поглощения, особенно для $m \geq 1$. Влияние изменений солнечного спектра в рассмотренных условиях (высота Солнца не менее 15°) на интегральный коэффициент поглощения покрытий незначительно. Эти изменения не выходят за пределы погрешностей измерений. Тем не менее отметим рост значений интегрального коэффициента поглощения с увеличением массы атмосферы от $m=0$ до $m=1$, достигающий 0,5%.

Обращают на себя внимание большие величины интегральных коэффициентов поглощения достаточно толстых слоев эмали АК-243, а тем более лака Парсонса и краски ЗМ. Следует также отметить хорошую воспроизводимость результатов спектральных измерений в течение трех лет всех поглощающих покрытий, что свидетельствует о стабильности их свойств во времени.

Полученные экспериментальные данные позволяют оценить весовые коэффициенты составляющих погрешностей. Из них сле-

Таблица 2

Интегральные коэффициенты поглощения зачерняющих покрытий

Вид покрытия	Толщина, мг/см ²	Масса атмосферы		
		<i>m</i> =0	<i>m</i> =1	<i>m</i> =4
Эмаль АК-243	1,5	0,971	0,976	0,974
Эмаль АК-243	~5	0,978	0,980	0,980
Краска ЗМ	~3,8	0,973	0,975	0,975
Краска ЗМ	9,9	0,987	0,989	0,989
Лак Парсонса	3,3	0,977	0,979	0,978
Лак Парсонса	5,6	0,981	0,983	0,982

дует, что значение второго коэффициента всех формул (5) — (10) мало, ибо

$$\frac{\sum_{i=1}^n (\beta_{\lambda i} - \beta)}{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}} \ll (10^{-2} - 10^{-3}).$$

Численное значение весового коэффициента случайной погрешности измерений спектральных коэффициентов отражения не превышает 0,1. Оно существенно увеличивается с ростом массы атмосферы. Так, при *m*=0, как следует из табл. 1, $\frac{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}^2}{(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i})^2} = 0,087$, а при *m*=4 это отношение почти точно равно 0,1 (при равноэнергетических спектральных интервалах он был бы еще больше $1/\sqrt{n}=0,25$).

Применим эти результаты к оценке погрешности определения интегрального коэффициента поглощения, пользуясь формулами (8) и (10). Абсолютные погрешности в спектральных интервалах 0,3—0,75; 0,75—2,5 и 2,5—15 мкм будут постоянны и равны 0,16, 0,22 и 0,31% соответственно. Общая, как абсолютная, так и относительная погрешность, при распределении энергии в спектре низкого Солнца (*m*=4) будет не более $\sigma_{\beta} = 0,19 \approx 0,2\%$, а при *m*=0 она несколько меньше (0,17%). Заметим, что здесь и далее погрешности определяются при доверительной вероятности 0,9.

Составляющая погрешности, вносимой неполным учетом термических сопротивлений R_γ и R , как следует из формулы (1), будет

$$\sigma_0 A = \frac{\sigma A}{A} = \frac{R}{R + R_\gamma} \sqrt{\sigma_0^2 R_\gamma + \sigma_0^2 R}. \quad (11)$$

Заметим, что относительные весовые коэффициенты влияния обоих термических сопротивлений на неисключенный остаток рассматриваемой систематической погрешности одинаковы, а именно

$$\frac{\partial A}{\partial R_\gamma} \frac{R_\gamma}{A} = \frac{\partial A}{\partial R} \frac{R}{A} = \frac{R}{R + R_\gamma}. \quad (12)$$

Оценку неисключенного остатка этой систематической погрешности прежде всего произведем для условий замещения при неизменной температуре приемника, равной температуре окружающей среды. Тогда, как уже указывалось [3], величина $\sigma B = 0$ и прибор можно считать оптимальным, ибо погрешность замещения минимальна. Будем считать, что перегрев охлаждаемой приемной поверхности относительно среды не превосходит 0,1 К. Тогда коэффициент теплоотдачи с поверхности приемника будет не более $\gamma = 7$ Вт/(м²·К) с погрешностью расчета $\pm 20\%$, причем определяющую роль в этом случае играет лучистый теплообмен [при $T = 300$ К будет $4 \cdot T^3 \sigma = 6,15$ Вт/(м²·К)]. Удельное термическое сопротивление лака Парсонса по измерениям ряда авторов [1 и др.], равно $R = 3,5 \cdot 10^{-4}$ К·м²/Вт с погрешностью $\pm 40\%$. Ввиду большой погрешности измерений этой величины можно считать ее оценкой для термического сопротивления рассмотренных разновидностей покрытий. Таким образом, коэффициент $R/(R + R_\gamma) = 2 \cdot 10^{-3}$, а составляющая относительной погрешности $\sigma_0 A = 9 \cdot 10^{-4} \approx 0,1\%$.

Для пиргелиометра с перегретым приемником термическое сопротивление теплоотдачи в несколько раз меньше (в пиргелиометре Ю. А. Склярова $\gamma = 28$ Вт/(м²·К) [1]), а потому и неисключенный остаток рассматриваемой систематической погрешности увеличивается до $\sigma_0 A = 0,4\%$.

Принимая во внимание сделанные замечания и пользуясь соотношениями (10) и (12), общее выражение (2) для оценки относительной среднеквадратической погрешности пиргелиометрических измерений запишем в виде

$$\sigma_0 E = \sqrt{\sigma_0^2 i + \sigma_0^2 V + \sigma_0^2 S + \sigma_0^2 B + \frac{\sum_{i=1}^n I_{\lambda i}^2 \beta_{\lambda i}^2}{\left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i} \beta_{\lambda i}\right)^2} \sigma_0^2 \rho_{\lambda i} + \frac{\sum_{i=2}^n (\beta_{\lambda i} - \beta)^2 I_{\lambda i}^2}{\left(\sum_{i=1}^n I_{\lambda i} \beta_{\lambda i}\right)^2} \sigma_0^2 I_{\lambda i} + \left(\frac{R}{R + R_\gamma}\right)^2 (\sigma_0^2 R + \sigma_0^2 R_\gamma)}. \quad (13)$$

Для нахождения ее величины, реально достижимой в настоящее время, будем считать, что ток i и напряжение V измеряются цифровым вольтметром, например, типа Щ-68-001, с относительной погрешностью $\sigma_0 i = \sigma_0 v = 0,05\%$. Площадь приемной поверхности, как показывают исследования [1], при наличии на выходе актинометрической трубы прецизионной диафрагмы, определяется с погрешностью $\sigma_0 S = 0,04\%$.

Используя сделанные ранее оценки других составляющих погрешности, получим для пиргелиометра с охлаждаемым плоским приемником $\sigma_0 E = (0,2 \div 0,3)\%$. Для пиргелиометров с перегретым приемником, например, болометрического, у которого общая погрешность за счет других видов неэквивалентности замещения $\sigma_0 B = 0,2\%$ [1], получим $\sigma_0 E_s = \pm 0,5\%$.

Для пиргелиометров с полостным приемником составляющая погрешности, вносимая неточным знанием коэффициента поглощения внутреннего покрытия полости, будет существенно (примерно на порядок величины) меньше. Это обусловлено малой чувствительностью коэффициента поглощения полости $\beta_{\text{п}}$ к изменению коэффициента поглощения ее внутреннего покрытия. Однако расчет величины $\beta_{\text{п}}$ делается с погрешностью до десятых долей процента и даже более [2]. В то же время при перегреве полости относительно окружающей среды погрешность за счет неточного учета термических сопротивлений σA сохраняется и может быть сравнительно большой. В результате погрешность измерений пиргелиометров с полостным приемником пока не менее $0,3\text{—}0,5\%$, хотя в перспективе она может быть заметно ниже. Заметим, что оценить погрешность компенсационных пиргелиометров Ангстрема затруднительно, ибо в настоящее время прибор используется как относительный, а кроме того, для него отсутствуют оценки составляющих погрешностей неэквивалентности замещения.

Из проведенного анализа следует, что современные пиргелиометры могут обеспечить погрешность измерений плотности потока прямой солнечной радиации не менее $0,2\text{—}0,3\%$. Эта погрешность лимитируется неточным определением коэффициента поглощения и термических сопротивлений, которые должны определяться для данного приемника индивидуально. Разработка методики измерения этих параметров для полостных приемников позволит заметно снизить предельную погрешность пиргелиометрических измерений. Особенно перспективно применение пиргелиометров с охлаждаемым полостным приемником, удерживаемым при температуре окружающей среды.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Войтюк Е. В., Скляр Ю. А. Расчет некоторых ошибок болометрического пиргелиометра. Ч. 5. — Вопросы климата и погоды Нижнего Поволжья, 1975, вып. 2(11), с. 98—116.
2. Касаткина О. И. Абсолютные прецизионные источники излучения на основе черного тела. — Обнинск, 1974. — 73 с.

3. К м и т о А. А. Некоторые особенности работы охлаждаемого приемника радиации в стационарном режиме.— Труды ГГО, 1976, вып. 370, с. 45—54.

4. К м и т о А. А. Оценка погрешностей пиргелиометрических измерений обусловленных свойствами черного покрытия приемника.— Труды ГГО, 1976, вып. 393.

5. Спектральные коэффициенты отражения зачерненных поверхностей. А. А. К м и т о, В. А. Парфинский, М. М. Середенко, В. А. Клеванцова.— Труды ГГО, 1976, вып. 370, с. 39—45.

С. М. Стернзат

ОЦЕНКА ТРЕБОВАНИЙ К ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ МЕТЕОЭЛЕМЕНТОВ В ПРИЗЕМНОМ СЛОЕ АТМОСФЕРЫ ДЛЯ РАСЧЕТОВ ТУРБУЛЕНТНЫХ ПОТОКОВ ТЕПЛА ДИФфуЗИОННЫМИ МЕТОДАМИ

Существующие методы непосредственного измерения турбулентного потока тепла P_0 — компенсационный [2] и пульсационный [12] — продолжают интенсивно развиваться и совершенствоваться (в первую очередь, это относится к пульсационному методу), однако аппаратура, построенная с применением таких методов, еще не нашла широкого применения и работает пока практически только у авторов разработок. В настоящее время дальнейшее развитие получают также «традиционные» расчетные методы определения турбулентных потоков тепла, основанные на результатах градиентных измерений в приземном слое атмосферы, метод теплового баланса и метод турбулентной диффузии. Одновременно производится разработка новой и совершенствование старой аппаратуры для градиентных измерений в приземном слое [1, 5].

Среди расчетных методов основное внимание уделяется диффузионным методам определения P_0 , в которых в качестве исходных данных используются значения температуры воздуха T_1 , разностей температур воздуха $\Delta T = T_2 - T_1$ и скоростей ветра $\Delta u = u_2 - u_1$, определенных в общем случае для высот $z_2 > z_1$, $z_4 > z_3$ (как правило, $z_2 = z_4$, $z_1 = z_3$).

В настоящее время существует несколько методов расчета турбулентных потоков тепла в приземном слое атмосферы, что является следствием развития и совершенствования диффузионного метода. Эти методы достаточно подробно рассмотрены с точки зрения физических процессов, происходящих в приземном слое, рядом авторов [7—11]. Целью настоящей статьи является оценка требований к точности измерения (или определения) ΔT , Δu , T при расчете турбулентных потоков тепла диффузионными методами.

Если предположить, что какая-либо методика достаточно точно отражает физические процессы, происходящие в приземном

слое атмосферы, то основная погрешность при расчете P_0 будет определена неточностями нахождения ΔT , Δu , T . В качестве такой методики расчета P_0 диффузионным методом примем методику Леготиной — Орленко, которая развивалась и совершенствовалась на протяжении последних лет. Авторы указывают на хорошее совпадение результатов расчета P_0 с параллельно проводимыми прямыми измерениями P_0 пульсационным методом [10, 11].

Выражение для турбулентного потока тепла P_0 , которое используется при расчетах, имеет вид

$$P_0 = -\rho c_p \kappa^2 \frac{\alpha_T}{\Phi_u^2} \frac{\Delta u \Delta T}{\left(\ln \frac{z_2}{z_1}\right)^2}, \quad (1)$$

где ρ , c_p — плотность и удельная теплоемкость воздуха; Δu , ΔT — разность скоростей ветра и разность температур между уровнями расположенными на высотах $z_2 > z_1$; κ — постоянная Кармана.

Величина α_T/Φ_u^2 отражает функциональную зависимость между коэффициентом турбулентности для тепла K_T и коэффициентом турбулентности для импульса K от числа Ричардсона — Ri , характеризующего стратификацию. Значения α_T/Φ_u^2 при различной стратификации, как функция числа Ричардсона $\alpha_T/\Phi_u^2 = \psi(Ri)$, получены авторами методики на основании обработки большого количества экспериментального материала и приведены в [11]. При этом для Ri используется выражение

$$Ri = \frac{g}{T} z \ln \frac{z_2}{z_1} \frac{\Delta T}{\Delta u^2}, \quad (2)$$

где g — ускорение свободного падения; $z = \sqrt{z_2 z_1}$; T — температура воздуха.

Остальные обозначения совпадают с обозначениями в формуле (1). Зависимость

$$\frac{\alpha_T}{\Phi_u^2} = \psi(Ri) \quad (3)$$

может быть задана в виде графика, таблицы или аналитически.

При известных значениях z_1 , z_2 число Ri можно представить в виде функции ΔT , Δu , T

$$Ri = \varphi\left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2}\right). \quad (4)$$

Тогда с учетом уравнений (3), (4) уравнение (1) принимает вид

$$\begin{aligned} P_0 &= -\rho c_p \kappa^2 \psi\left[\varphi\left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2}\right)\right] \frac{\Delta u \Delta T}{\left(\ln \frac{z_2}{z_1}\right)^2} = \\ &= A \chi\left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2}\right) \Delta u \Delta T, \end{aligned} \quad (5)$$

де $A = -\rho c_p \chi \left(\ln \frac{z_2}{z_1} \right)^{-2}$.

Таким образом, по результатам измерений T , ΔT , Δu можно найти значение функции

$$\chi \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right) A = \psi \left[\varphi \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right) \right] A \quad (6)$$

величину P_0 .

$$P_0 = \chi \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right) A \Delta T \Delta u. \quad (7)$$

График функции $\chi \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right) A$ для $z_2=2,0$ м; $z_1=0,5$ м показан на рис. 1. Пределы изменения аргумента соответствуют изменениям числа Ri от $-1,2$ до $0,2$. Для нахождения величины потока P_0 по результатам определения ΔT , Δu , T значение коэффициента (6), получаемого из рис. 1, нужно умножить на $\Delta T \cdot \Delta u$. При этом значение Δu подставляется в м/с, а результат получается кал/(см²·мин).

Оценка каждой составляющей погрешности определения пото-

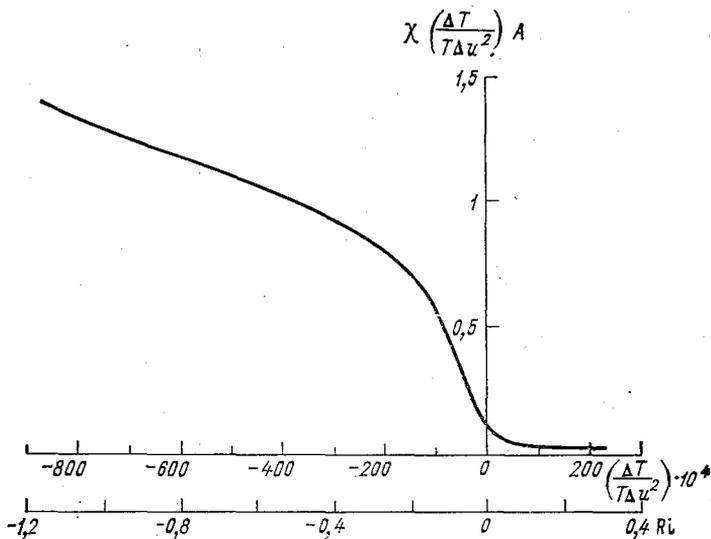


Рис. 1. Зависимость $\chi \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right) A$ от $\left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right)$.

ка P_0 , обусловленной неточностью определения ΔT , Δu или T , может быть произведена по формуле

$$\delta_i P_0 = \frac{\partial P_0}{\partial B_i} \delta B_i, \quad (8)$$

где B_i — фактор, являющийся источником составляющей $\delta_i P_0$ погрешности в определении P_0 . Для проведения дальнейших расчетов представим функцию (6) в аналитическом виде. Для этого воспользуемся методом, изложенным в [3], при этом функция (6) заменяется полиномом степени n . Под наилучшим понимается такое решение, при котором достигается наименьшее среднее значение абсолютной погрешности δ , т. е. минимизируется величина

$$\sigma = \int_a^b |\delta| dx \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right) = \int_a^b \left| A \chi \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right) - \chi_1 \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right) \right| dx.$$

Здесь a , b — пределы изменения аргумента x аппроксимируемой функции (6); $\chi_1 \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u^2} \right)$ — аппроксимирующий полином.

Ниже будет рассмотрена функция (6) только при отрицательных значениях аргумента, так как при положительных его значениях она меняется в малых пределах, а значения потоков малые (область устойчивости). Учитывая, что приемлемой погрешностью в определении отдельных составляющих $\delta_i P_0$ расчета потока P_0 будет величина порядка 10%, ограничимся степенью аппроксимирующего полинома $n=3$. В диапазоне изменения аргумента $(0 \div 850) \cdot 10^{-4}$ (что соответствует вариациям Ri в пределах $-1,2 \leq Ri \leq 0$) функция $\chi \left(\frac{\Delta T}{T \Delta u} \right)$ A может быть представлена полиномом

$$\chi_1 = a_0 + a_1 \left(\frac{x}{850} \right) + a_2 \left(\frac{x}{850} \right)^2 + a_3 \left(\frac{x}{850} \right)^3, \quad (9)$$

где $x = -\frac{\Delta T}{T \Delta u} \cdot 10^4$; $a_0 = 0,1772949$; $a_1 = 3,6240497$; $a_2 = -5,005523814$; $a_3 = 2,62147415$.

С учетом уравнений (9), (7) выражение для P_0 имеет вид

$$P_0 = a_0 \Delta T \Delta U + a_1 b x \Delta T \Delta u + a_2 b^2 x^2 \Delta T \Delta u + a_3 b^3 x^3 \Delta T \Delta u, \quad (10)$$

где $b = 1/850$. Оценим каждую составляющую $\delta_i P_0$, используя уравнения (8), (10).

Погрешность от неточного измерения (определения) разности температур ΔT равна

$$\begin{aligned} \delta_1 P_0 = \frac{\partial P_0}{\partial \Delta T} \delta \Delta T = [a_0 \Delta u + 2a_1 b x \Delta u + \\ + 3a_2 b^2 x^2 \Delta u + 4a_3 b^3 x^3 \Delta u] \delta \Delta T. \end{aligned} \quad (11)$$

Значения $\Delta T=f(x)$ для $0,3 \leq \Delta u \leq 2,5$ м/с

$x = \frac{\Delta T}{T_{\Delta u}^2} \cdot 10^4$	ΔT						
	$\Delta u=0,3$	$\Delta u=0,4$	$\Delta u=0,5$	$\Delta u=1,0$	$\Delta u=1,5$	$\Delta u=2,0$	$\Delta u=2,5$
10							1,875(1,03)
20				0,6(0,16)	0,675(0,22)	1,2(0,53)	
30				0,9(0,27)	1,35(0,53)	2,4(1,04)	
40				1,2(0,40)	2,025(0,91)		
50				1,5(0,56)	2,7(1,36)		
60				1,8(0,74)			
70			0,525(0,12)	2,1(0,93)			
80			0,600(0,14)	2,4(1,14)			
90			0,675(0,17)	2,7(1,37)			
100		0,48(0,11)	0,750(0,20)				
200	0,54(0,13)	0,96(0,30)	1,50(0,59)				
300	0,81(0,23)	1,44(0,55)	2,25(1,07)				
400	1,08(0,34)	1,92(0,81)					
500	1,35(0,45)	2,40(1,07)					
600	1,62(0,57)	2,88(1,35)					
700	1,89(0,70)						
800	2,16(0,88)						
850	2,295(0,99)						

Примечание. В скобках указаны значения потоков P_0 , Δu в м/с; T , ΔT — в кельвинах; P_0 — в кал/(см²·мин).

Учитывая, что $\delta_1 P_0$ прямо пропорционально $\delta \Delta T$, для численной оценки абсолютной погрешности воспользуемся не самой величиной $\delta_1 P_0$, а нормированной по отношению к $\delta \Delta T$ — $\frac{\delta_1 P_0}{\delta \Delta T}$. Значение $\delta \Delta T$ должно быть известно из характеристик аппаратуры, с помощью которой производится измерение ΔT , а также методики таких измерений [4, 6]. Перед тем как перейти к численным оценкам погрешностей, составим вспомогательную таблицу, данные в которой будут использованы при дальнейших расчетах. Если задать ряд $\Delta u = 0,3; 0,4; 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5$ м/с, то для каждого значения этого ряда можно получить величину ΔT (при фиксированных x и T). Пределы изменения x (однозначно связанной с числом Re) $0 \dots 850$. Для упрощения примем $T = 300$ К, при других T искомые величины будут незначительно отличаться от рассчитанных. В табл. 1, являющейся вспомогательной для дальнейших расчетов, приведены значения ΔT , для различных Δu и x ; при этом рассмотрены случаи, когда величина потока меняется в пределах $0,1 \leq P_0 \leq 1,5$ кал/(см²·мин). Рядом с каждым значением ΔT в скобках приведено значение потока P_0 , соответствующее этому случаю. Расчет выполнен для $z_2 = 2,0$ м, $z_1 = 0,5$ м, при этом приняты максимальные значения $\Delta u = 2,5$ м/с.

Используя данные, приведенные в табл. 1, и уравнение (11) можно получить абсолютную и относительную погрешности определения P_0 из-за неточного задания ΔT , нормированные по отношению к $\delta \Delta T$, которые и приведены в табл. 2. Из таблицы видно, что значение $\gamma_1 / \delta \Delta T$ в основном зависит от величины P_0 . Так, при $\delta \Delta T = 0,1$ имеем следующие осредненные результаты:

P_0 кал/(см ² ·мин)	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1,0	1,5
γ %	30	20	15	12	10	6	5

Погрешность от неточного измерения (определения) разности скоростей ветра Δu равна

$$\begin{aligned} \delta_2 P_0 &= \frac{\partial P}{\partial \Delta u} \delta \Delta u = \\ &= [a_0 \Delta T - a_1 b x \Delta T - 3a_2 b^2 x^2 \Delta T - 5a_3 b^3 x^3 \Delta u] \delta \Delta u. \end{aligned} \quad (12)$$

Так же как и в предыдущем случае, найдем величины абсолютной и относительной погрешностей в определении P_0 из-за неточного задания Δu , нормированные по отношению к $\delta \Delta u$. Значение $\delta \Delta u$ также должно быть известно из характеристик аппаратуры и методики измерения (определения) Δu . Результаты расчетов приведены в табл. 3. Анализ результатов, приведенных в табл. 3, показывает, что величина относительной погрешности в определении потоков γ_2 в сильной степени зависит от стратификации. Так при $x = 10 \div 300$ (что соответствует вариации Re в пределах $0,014 \dots 0,41$) величина $\gamma_2 / \delta \Delta u$ не превышает $60\% / (м \cdot с)$, что дает вполне приемлемые результаты в точности определения P_0 при

Таблица 2

Значения абсолютной и относительной погрешностей определения P_0 из-за неточного задания ΔT , нормированные по отношению к $\delta \Delta T - \frac{\delta_1 P_0}{\delta \Delta T} \frac{\gamma_1}{\delta \Delta T} [\Delta u - \text{в м/с}, T, \Delta T - \text{в кельвинах}, P_0 - \text{в кал/}(\text{см}^2 \cdot \text{мин})]$

$x = \frac{\Delta T \cdot 10^4}{T \Delta u^2}$	$\Delta u = 0,3$			$\Delta u = 0,4$			$\Delta u = 0,5$		
	P_0	$\delta_1 P_0 / \delta \Delta T$	$\gamma_1 / \delta \Delta T$	P_0	$\delta_1 P_0 / \delta \Delta T$	$\gamma_1 / \delta \Delta T$	P_0	$\delta_1 P_0 / \delta \Delta T$	$\gamma_1 / \delta \Delta T$
70							0,12	0,339	291,4
80							0,14	0,368	257,3
90							0,17	0,394	230,0
100				0,11	0,330	305,5	0,20	0,420	207,7
200	0,13	0,356	278,1	0,30	0,476	157,6	0,59	0,594	100,6
300	0,23	0,399	172,7	0,55	0,534	97,6	1,07	0,663	62,2
400	0,34	0,410	120,6	0,81	0,547	67,8			
500	0,45	0,420	93,3	1,07	0,559	52,1			
600	0,57	0,459	80,5	1,35	0,611	45,2			
700	0,70	0,558	79,2						
800	0,88	0,747	84,8						
850	0,99	0,886	89,8						
	$\Delta u = 1,0$			$\Delta u = 1,5$			$\Delta u = 2,0$		
10				0,22	0,390	176,0	0,53	0,521	99,0
20	0,16	0,340	217,9	0,53	0,509	96,8	1,04	0,679	65,1
30	0,27	0,415	154,1	0,91	0,622	68,5			
40	0,40	0,485	119,9	1,36	0,729	53,4			
50	0,56	0,554	98,8						
60	0,74	0,618	83,9						
70	0,93	0,681	73,1						
80	1,14	0,735	64,3						
90	1,37	0,789	57,5						
	$\Delta u = 2,5$								
10	1,03	0,652	63,5						

$\delta \Delta u \leq 0,3$ м/с (порядка 20%). При больших x ($Ri < -0,408$) величина $\gamma_2 / \delta \Delta u$ возрастает, поэтому для обеспечения приемлемой степени точности в определении P_0 значения Δu должны определяться с погрешностью $\delta \Delta u$ не более чем 0,1—0,2 м/с, на практике это требование должно распространяться на случаи, когда $0,3 \leq \Delta u \leq 0,5$ м/с.

Таблица

Значения абсолютной и относительной погрешностей определения P_0 из-за неточного задания Δu , нормированные по отношению к погрешности $\delta \Delta u - \frac{\delta_2 P_0}{\delta \Delta u} \frac{\gamma_2}{\delta \Delta u} [\Delta u - \text{в м/с, } T, \Delta T - \text{в кельвинах, } P_0 - \text{в кал/(см}^2 \cdot \text{мин)}]$

$x = \frac{\Delta T \cdot 10^4}{T \Delta u^2}$	$\Delta u = 0,3$			$\Delta u = 0,4$			$\Delta u = 0,5$		
	P_0	$\delta_2 P_0 / \delta \Delta u$	$\gamma_2 / \delta \Delta u$	P_0	$\delta_2 P_0 / \delta \Delta u$	$\gamma_2 / \delta \Delta u$	P_0	$\delta_2 P_0 / \delta \Delta u$	$\gamma_2 / \delta \Delta u$
70							0,12	-0,014	-12,0
80							0,14	-0,025	-17,5
90							0,17	-0,036	-21,1
100				0,11	-0,030	-27,7	0,20	-0,047	-23,2
200	0,13	-0,009	-7,1	0,30	-0,017	-5,63	0,59	-0,022	-3,80
300	0,23	0,150	64,9	0,55	0,268	48,9	1,07	0,433	40,6
400	0,34	0,451	132,6	0,81	0,826	102,3			
500	0,45	0,750	166,6	1,07	1,326	123,7			
600	0,57	0,747	131,0	1,35	1,327	98,2			
700	0,70	0,029	4,1						
800	0,88	-1,972	-224,1						
850	0,99	-3,667	-373,2						
	$\Delta u = 1,0$			$\Delta u = 1,5$			$\Delta u = 2,0$		
10				0,22	0,092	41,6	0,53	0,164	31,2
20	0,16	0,060	38,6	0,53	0,135	25,7	1,04	0,342	32,8
30	0,27	0,061	22,6	0,91	0,137	15,0			
40	0,40	0,046	11,5	1,36	0,104	7,6			
50	0,56	0,020	3,6						
60	0,74	-0,015	-2,0						
70	0,93	-0,056	-6,0						
80	1,14	-0,100	-8,8						
90	1,37	-0,145	-10,6						
	$\Delta u = 2,5$								
10	1,03	0,256	24,9						

Погрешность от неточного измерения температуры T равна

$$\delta_3 P_0 = \frac{\partial P_0}{\partial T} \delta T = - \left(a_1 b x \frac{\Delta T \Delta u}{T} + 2a_2 b^2 x^2 \frac{\Delta T \Delta u}{T^2} + 3a_3 b^3 x^3 \frac{\Delta T \Delta u}{T^3} \right) \delta T. \quad (13)$$

Численный анализ уравнения (13) показывает, что во всем диапазоне P_0 величина относительной погрешности в определении P_0 из-за неточного измерения T , нормированная по отношению $\delta T \frac{\partial P_0 / \partial T}{P_0} \leq 1\% / \text{град}$.

Выводы

1. Основными составляющими в погрешности расчета турбулентного потока в приземном слое атмосферы P_0 по результатам определения или непосредственного измерения ΔT , Δu , T являются погрешности от неточного задания ΔT , Δu .

2. Относительная погрешность γ_1 , обусловленная неточностью задания величины ΔT , зависит практически только от величины измеряемого потока P_0 . Так, для обеспечения 10—15% погрешности в определении P_0 в диапазоне $0,1 \leq P_0 \leq 0,5$ кал/(см²·мин) разность температур должна быть определена с погрешностью $\delta \Delta T$ не более $\pm 0,05^\circ$ (при вариациях ΔT в пределах 0,4—1,5°), а в диапазоне $0,5 \leq P_0 \leq 1,5$ кал/(см²·мин) с погрешностью $\delta \Delta T$ порядка $\pm 0,1^\circ$ (при вариациях ΔT в пределах 1,5—6°). Такая погрешность ΔT вполне достижима при непосредственном измерении разностей температур, в том числе и дистанционными методами.

3. Относительная погрешность γ_2 , обусловленная неточностью задания величины Δu , зависит как от величины измеряемого потока P_0 , так в большой степени и от стратификации. Например, для обеспечения 20% погрешности в определении P_0 при $Ri > -0,4$ величина Δu должна быть определена с погрешностью не более чем $\pm 0,3$ м/с. При $Ri < -0,4$ для обеспечения такой же величины γ_2 значения Δu должны определяться еще более точно — с погрешностью, не превышающей $\pm (0,1-0,2)$ м/с. Для высот $z_1 = 0,5$, $z_2 = 2,0$ м это требование распространяется на случаи, когда $0,3 \leq \Delta u \leq 0,5$ м/с. Для уменьшения γ_2 необходимо пропорциональное уменьшение $\delta \Delta u$. Задача достаточно точного определения (измерения) разности скоростей ветра Δu между различными уровнями в настоящее время по существу не решена, и при конструировании аппаратуры для градиентных измерений на нее нужно обратить особое внимание.

Одним из путей повышения точности определения Δu является увеличение расстояния $\Delta z = z_2 - z_1$ между уровнями z_2 , z_1 . При этом измеряемая величина будет возрастать и появится возможность уменьшения относительной погрешности γ_2 . В том случае, когда методика расчета позволяет применение такой меры, на наш взгляд, ее необходимо использовать.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматические станции для геофизических (тепlobалансовых, актинометрических и атмосферно-электрических) измерений в приземном слое атмосферы АСГИ/Л. П. Афиногенов, Н. Н. Ерошкевич, А. И. Мехович, С. М. Стернзат.— Труды ГГО, 1977, вып. 377, с. 19—25.
2. Айзенштат Б. А. О непосредственном определении компонент теплового баланса поверхности земли.— Инф. сб. ГУГМС при СМ СССР, 1951, № с. 65—74.
3. Афиногенов Л. П. Аппроксимация функций полиномами при минимизации средней абсолютной погрешности.— Труды ГГО, 1971, вып. 251, с. 177—195.
4. Афиногенов Л. П., Стернзат С. М. Анализ погрешностей измерения градиентов температуры воздуха.— Труды ГГО, 1974, вып. 342, с. 3—23.
5. Афиногенов Л. П., Грушин С. И., Романов Е. В. Аппаратур для исследований приземного слоя атмосферы.— Л.: Гидрометеиздат, 1977.— 319 с.
6. Боровиков А. А., Стернзат С. М. Измерение разностей температур тепlobалансовой установкой.— Труды ГГО, 1976, вып. 346, с. 36—40.
7. Бройдо А. Г. Оценка некоторых методов определения элементов теплового баланса деятельного слоя.— Труды ГГО, 1974, вып. 340, с. 74—89.
8. Динамическая метеорология/Ф. А. Гисина, Д. Л. Лайхтман, И. И. Мелникова и др.— Л.: Гидрометеиздат, 1976.— 607 с.
9. Лайхтман Д. Л., Пономарева С. М., Радикевич В. М. Особенности обмена теплом и количеством движения в нижнем слое атмосферы.— Труды ЛГМИ, 1970, вып. 39, с. 91—101.
10. Леготина С. И., Орленко Л. Р. Тепловой баланс подстилающей поверхности в период экспедиции КЭНЭКС-71.— Труды ГГО, 1973, вып. 291, с. 46—56.
11. Леготина С. И., Орленко Л. Р. О расчете турбулентных потоков тепла и влаги по данным градиентных измерений.— Труды ГГО, 1975, вып. 321, с. 28—46.
12. Комплекс аппаратуры для измерений турбулентных потоков тепла и влаги в приземном слое атмосферы/Ю. А. Песчанский, М. Н. Яккер, Л. А. Кащенко, Б. А. Дмитриев.— Л.: Гидрометеиздат, 1976.— 68 с.

В. Е. Боханов

К ВОПРОСУ О МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ПОСАДОЧНЫХ МИНИМУМАХ

Метеорологические условия посадки оцениваются главным образом в зависимости от состояния облачности, видимости под облаками, скорости и направления ветра. Это связано с опасностью: потери пилотом визуальной ориентировки, уменьшения запаса времени на устранение отклонений самолета от посадочной траектории, скатывания с ВПП и т. д.

При наличии приземного тумана вдоль глиссады видимый участок земли, по мере снижения после выхода из облачности, сначала увеличивается, а затем уменьшается, иногда внезапно до минимума или даже до полного исчезновения земли [1].

От скорости и направления ветра зависят: путевая скорость самолета на глиссаде снижения и при пробеге (разбега), следовательно, лимит времени пилота при заходе на посадку (особенно при ограниченной полетной видимости), длина пробега, угол сноса, сила удара и возможность удержания самолета на ВПП.

Строгое соблюдение посадочных минимумов является одним из решающих факторов в борьбе с аварийностью. Тем не менее нарушения минимумов погоды, в том числе и «вынужденные» из-за неостаточной изученности системы пилот — самолет — среда, все же бывают.

Влияние метеоусловий на располагаемое пилотом время $t_{расп}$ на высоту принятия решения $h_{доп}$ при заходе на посадку рассмотрено в работе [7].

Здесь описывается предлагаемая методика расчета метеорологических посадочных минимумов, обеспечивающих принятие решения на высоте $h_{доп}$. Рассчитывается угол, под которым целесообразно производить измерение наклонной дальности видимости. Рассматривается зависимость ограничений по скорости ветра от учета состояния ВПП.

Успешный заход на посадку возможен в случае, когда $t_{расп} \geq t_{доп}$ — минимально допустимого запаса времени.

Время $t_{расп}$ зависит от метеорологических условий, времени реакции пилота, уровня его подготовки, объема и качества полученной информации, параметров самолета и посадочных средств, категории ВПП и ее состояния, знания пилотом аэродрома.

Основными параметрами, определяющими величину $t_{\text{доп}}$, и, следовательно, максимально допустимую психофизиологическую нагрузку пилота, являются посадочные минимумы.

Термины «посадочный минимум» и «минимум для посадки» происходят от термина «минимум погоды для посадки». Под минимумом погоды для посадки понимаются минимально допустимые значения высоты нижней границы облаков $H_{\text{доп}}$ и горизонтальной дальности видимости $W_{\text{доп}}$, а также максимально допустимые значения боковой $|U_{\text{бок. доп}}|$, продольной попутной $|U_{\text{прод. доп}}|$ и продольной встречной $|U_{\text{встр. доп}}|$ скоростей ветра, при которых вероятность успешной посадки $P_{\text{пос}} \rightarrow 1$.

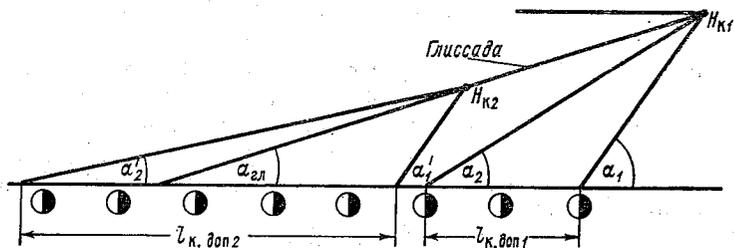


Рис. 1. К определению посадочной видимости.

Даже при установившемся режиме захода на посадку возможны резкие отклонения самолета от курса и глиссады на высоте близкой к высоте принятия решения. Как показывает опыт [3] некоторые пилоты пытаются раньше времени отыскать огни, землю или ВПП.

Переход от приборного пилотирования к визуальному происходит поэтапно, вплоть до высоты начала выравнивания. Определение посадочной видимости содержит не только условие обнаружения объекта, но и требует его отчетливого опознания. Считается [1] что пилот может сориентироваться относительно осевой линии ВПП если он увидит не менее 3-х огней приближения, т. е. видимый участок огней приближения $l_{K, \text{ доп } 1} \sim 250 \div 350$ м (рис. 1). Типовые схемы размещения светотехнического оборудования аэродром приведены, например, в работах [1, 11].

Максимально возможный угол визирования вниз из кабины α под которым виден ближний огонь, ограничен, при условии видимости дальнего огня, лишь конструкцией кабины, углом атак и $\alpha_{\text{гд}}$. Дальний огонь виден под углом α_2 , тангенс которого найдем по формуле

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{H_{K1}}{H_{K1}/\operatorname{tg} \alpha_1 + l_{K, \text{ доп } 1}}, \quad (1)$$

где H_{K1} — высота перехода с приборного пилотирования на визуальное.

При определении максимального угла α_2 , под которым целесообразно производить измерения наклонной дальности видимости, высота $H_{к1}$ в уравнении (1) заменяется на минимум по высоте нижней границы облаков $H_{доп}$. Тогда минимально допустимая величина наклонной дальности видимости под углом α_2 находится по формуле

$$W_{доп}(\alpha)_2 = H_{доп} / \sin \alpha_2. \quad (2)$$

Исследования показали, что по мере снижения самолета необходимо, чтобы полетная дальность видимости прогрессивно возрастала [1].

По высоте нижней границы облаков H и метеорологической дальности видимости W судят о времени $t_{расп}$, которым пилот располагает при заходе на посадку для устранения отклонений от глиссады снижения в двух контрольных точках — на высотах $H_{к1} = H_{доп}$ и $H_{к2} \approx 5$ м (непосредственно перед приземлением время $t_{расп}$ зависит от так называемой видимости RVR). Этого обычно достаточно, хотя на практике и бывают случаи, когда под некоторым промежуточным углом α_i время $t_{расп}$ резко уменьшается вследствие ухудшения видимости под низкой инверсией.

При тумане и осадках, ухудшающих видимость у земли до 1000 м и менее, вместо ВНГО, опустившейся практически до уровня земли, с помощью прибора ИВО определяется высота облаков, значение которой отождествляется с вертикальной видимостью [6, 17]. При этом имеет место известная квазифункциональная связь между горизонтальной и вертикальной видимостью:

$$H = a_w \ln W + b_w, \quad (3)$$

где коэффициенты $a_w = 2,1$ м, $b_w = 2,7$ м.

Учитывая наличие зависимостей вида (3), параметр H при обеспечении посадки иногда не используется. Однако характер связи H с W неодинаков для различных аэродромов, меняется от ситуации к ситуации. В арктическом воздухе, например, может быть хорошая видимость у земли при низкой облачности и, напротив, может быть безоблачная погода при наличии приземного тумана. Таким образом, использование в качестве параметра посадочного минимума высоты принятия решения $h_{доп}$ не исключает необходимости измерений H и разработки методов измерений наклонной видимости.

В момент перехода на визуальный полет самолет имеет линейное и угловое отклонение от заданной глиссады снижения. Чем точнее самолет выведен в точку перехода на визуальный полет, тем легче выполнить корректирующий маневр. Однако в отдельных случаях возможны столь большие отклонения, что они не могут быть безопасно устранены, и самолет должен уйти на повторный заход.

В связи с этим заход на посадку рассматривается как операция, цель которой — вывод самолета в некоторую область M , пред-

ставляющую собой гиперпространство допустимых отклонений от глиссады снижения [2]. Попадание самолета в эту область гарантирует приземление на заданном отрезке ВПП с вероятностью $P_{\text{пос}} \rightarrow 1$.

Границы гиперпространства определяются допустимыми боковыми отклонениями и отклонениями по высоте. Разрез области M в плане показан на рис. 2, область II . Область I (рис. 2) представляет собой зону боковых отклонений в результате ошибок посадочной системы.

Пилот может принять решение о посадке только в случае, если:

— на высотах метеорологического минимума $H_{\text{доп}}$ и 5 м полетная видимость

$$W_{\text{пол}}(\alpha) \geq W_{\text{доп}}(\alpha_2) \text{ и } W_{\text{доп}}(\alpha'_2) \quad (4)$$

— на высоте принятия решения $h_{\text{доп}}$ или выше (в точке «контакта») отклонения самолета от радиотехнической траектории $\pm \Delta z_{\text{гл}}$ (область I) не превысят предельно допустимых отклонений $\pm \Delta z_{\text{гл. доп}}$ (область II).

Минимумы погоды для посадки (взлета) конкретного типа самолета устанавливаются в зависимости от его аэродинамических качеств и оборудования. До внедрения средств автоматизации уп-

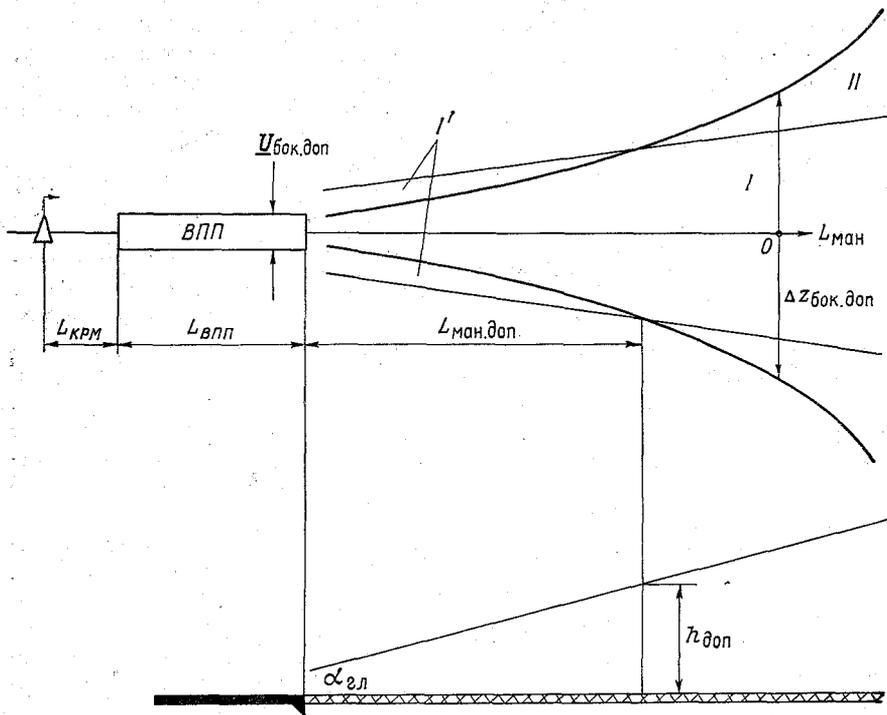


Рис. 2. К определению высоты принятия решения на посадку.

равления заходом на посадку $H_{\text{доп}}$ и $W_{\text{доп}}$ были сравнительно высокими. Например, самолетам типа Ил-18 и Ту-134 разрешался заход на посадку при $H \geq 100$ м и $W \geq 1000$ м.

С внедрением средств, автоматизирующих заход на посадку, точность стабилизации самолета на посадочной траектории повышается, а нагрузка на пилотов (вследствие сужения зоны I — рис. 2) снижается. Благодаря этому оказывается возможным снизить посадочные минимумы.

С целью обеспечения безопасности непосредственно при заходе на посадку в качестве высотного ограничения вводится высота принятия решения $h_{\text{доп}}$. Это такая высота, на которой пилот должен начать маневр ухода на второй круг, если до этой высоты не установлен надежный контакт с ориентирами по курсу посадки (огнями приближения) или если отклонения самолета от посадочной траектории на высоте $h_{\text{доп}}$ не могут быть безопасно устранены.

Наиболее просто $h_{\text{доп}}$ определяется графически [2]. Совместив области допустимых II и возможных I боковых отклонений, получают требуемую дистанцию корректирующего маневра $L_{\text{ман. доп}}$ (рис. 2). Затем, проектируя точки пересечения областей I и II на глиссаду, получают $h_{\text{доп}}$.

Расчет ширины зоны I ($\Delta z_{\text{бок I}}$) обычно производится [16] по формуле

$$\Delta z_{\text{бок I}} = 5 \sigma_{z, \text{бок}}, \quad (5)$$

где $\sigma_{z, \text{бок}}$ — среднее квадратическое боковое отклонение от глиссады.

Минимальная величина $h_{\text{доп}}$ определяется высотой препятствий в зоне аэродрома, величиной просадки самолета при уходе на второй круг и для разных типов самолетов изменяется от 10 до 50 м [4, 5, 12—14, 19].

Так как время приемистости двигателей, например, самолетов Ту-104 и Ил-62, довольно велико, то при уходе на второй круг возникают значительные просадки, а минимальная высота ухода на второй круг установлена 50 м.

Поскольку $h_{\text{доп}}$ не является метеорологической характеристикой, термин «минимум погоды для посадки» часто заменяется терминами «посадочный минимум» и «эксплуатационная категория».

Для посадки в сложных метеорологических условиях ИКАО определен ряд эксплуатационных категорий, или посадочных минимумов.

Посадочный минимум I категории ИКАО характеризуется высотой принятия решения $h_{\text{доп, 0}} = 60$ м при дальности видимости на ВПП $W_{\text{доп, 0}} \geq 800$ м (60×800). Эксплуатационные категории: II (30×400); III A (0×200), III B (0×50) и III C (0×0) предполагают заход на посадку, приземление и руление без использования внешних ориентиров.

Как уже было показано, величина $h_{\text{доп}}$ устанавливается исходя из точностных параметров посадочных систем и динамических характеристик самолета. Ограничения по $h_{\text{доп}}$ используются непо-

средственно в процессе захода на посадку. Однако это не исключает необходимости измерения высоты облаков, а величина минимума по высоте облаков $H_{\text{доп}}$ ($H_{\text{доп}} \neq h_{\text{доп}}$) определяет уровень подготовки пилота по минимально допустимому запасу времени, необходимому ему для захода на посадку. Минимумы $H_{\text{доп}}$ и $W_{\text{доп}}$, как и результаты измерений H и W , необходимы пилоту при решении вопроса о возможности вылета с посадкой на аэродроме назначения и целесообразности захода на посадку.

На высоте $h_{\text{доп}}$ пилот, используя наземные ориентиры (огни светооборудования аэродрома), уже должен знать местоположение самолета и принять решение о дальнейших действиях. Однако прежде пилот должен увидеть наземные ориентиры и оценить обстановку. На это требуется некоторое время, которое может существенно измениться в зависимости от условий посадки и состояния пилота. Поэтому, когда говорится о точке перехода на визуальный полет, то имеется в виду не точка, в которой пилот впервые увидел наземные ориентиры, а точка, в которой он, оценив положение самолета относительно посадочной траектории и убедившись в успешности захода на посадку, начинает активные действия по осуществлению корректирующего маневра. Так, если пилот утомлен, при посадке в темное время, величина $t_{\text{доп}}$ и соответственно $H_{\text{доп}}$, $W_{\text{доп}}$ увеличиваются. Кроме того, $t_{\text{доп}}$ относится к высоте колес самолета на ВПП, а метеорологические величины измеряются с некоторой погрешностью и квантуются по уровню.

Статистический анализ посадок в аэропорту Хитроу показал [20], что для успешной посадки или безопасного ухода на второй круг при $h_{\text{доп}} = 61$ м необходима высота облаков $H_{\text{доп}} = 75$ м.

Исходя из необходимости ухода на второй круг на высоте $h_{\text{доп}}$, минимум $H_{\text{доп}}$ может быть найден по формулам:

$$H_{\text{доп}} = k_{\text{доп}} + h_c + \Delta h_{\text{п}} + 0,5 \Delta H_{\text{доп}}, \quad (6)$$

$$\Delta h_{\text{п}} = \Delta h_{\text{п}}(\tau_{\text{п}}) = V_{\text{пос}} k_{\text{п}} (\tau_{\text{виз}} + \tau_{\text{реш}}) \sin \alpha_{\text{гл}}, \quad (7)$$

где $\Delta h_{\text{п}}$ — высота, потерянная за время $\tau_{\text{п}}$ до принятия решения об уходе на второй круг (до принятия решения на посадку); h_c — высота по вертикали от уровня глаз пилота до колес самолета; $\Delta H_{\text{доп}}$ — сумма неустраненной части систематической погрешности измерения и ступени квантования H на уровне $h_{\text{доп}}$; $\tau_{\text{виз}}$ — время, необходимое пилоту для визуального определения пространственного положения самолета; $\tau_{\text{реш}}$ — время, необходимое пилоту для принятия решения; $k_{\text{п}}$ — коэффициент, учитывающий уровень подготовки пилота и время суток.

Экспериментально установлено [21], что $\tau_{\text{виз}}$ равно 1,35 с при переходе на визуальное пилотирование после дезориентации и 1,55 с при переходе к визуальному пилотированию после выхода из облаков (полета по приборам). Время $\tau_{\text{реш}}$ равно 1—4 с [10, 21]. В справочниках по инженерной психологии время перехода от восприятия к действию приводится равным ~ 5 с [8].

В случае возникновения неисправностей пилоту необходимо дополнительное время для восприятия отказа и возвращения самолета в исходное или допустимое состояние. В настоящее время отсутствуют надежные методы расчета $\tau_{\text{п}}$ при автоматизированной посадке, поэтому оно определяется экспериментальным путем. Принято считать, что в среднем время $\tau_{\text{п}} = 3$ с. Это время называется временем реакции пилота. В темное время суток величина $\tau_{\text{п}}$ может увеличиваться в несколько раз.

Минимумы $H_{\text{доп}}$ и $W_{\text{доп}}$ для темного времени суток часто увеличиваются в 1,5 раза больше дневных минимумов.

Решающее влияние на безопасность посадки оказывает величина $L_{\text{ман}}$, которая является функцией высоты облаков и полетной видимости $W_{\text{пол}}(\alpha_2)$ [формула (4)] под облаками. Для случая достаточно четко выраженной H величину $L_{\text{ман}}$, учитывая уравнение (8), найдем по формуле:

$$L_{\text{ман}} = \frac{H - \Delta h_{\text{п}} - h_{\text{с}} - 0,5 \Delta H_{\text{доп}}}{\text{tg } \alpha_{\text{гд}}}, \quad (8)$$

В условиях высокого однородного тумана и видимости в нем находим

$$L_{\text{ман}} = \frac{W \sin \alpha_2 - \Delta h_{\text{п}} - h_{\text{с}} - 0,5 H_{\text{доп}}}{\text{ig } \alpha_{\text{гд}}}, \quad (9)$$

где α_2 — угол, под которым пилот наблюдает наземные ориентиры в точке контакта $H_{\text{к1}}$ (рис. 1).

С повышением точности посадочных систем зона I (рис. 2) сужается. Соответственно уменьшается зона I' и время $t_{\text{доп}}$, необходимое пилоту на устранение отклонений летательного аппарата от траектории снижения. Однако время реакции пилота остается постоянным, и это обстоятельство при определении метеорологических минимумов необходимо учитывать.

Если известна величина $h_{\text{доп}}$ или $L_{\text{ман. доп}}$, значения $H_{\text{доп}}$ и $W_{\text{доп}}(\alpha_2)$ могут быть получены по формулам (6) и (2) или (8) и (9) после соответствующей замены в них $L_{\text{ман}}$, H и W на $L_{\text{ман. доп}}$, $H_{\text{доп}}$ и $W_{\text{доп}}(\alpha_2)$.

Что касается минимума по дальности видимости на ВПП $W_{\text{доп впп}} = W_{\text{доп}}(\alpha_2)$, то в случае, если управление при пробеге не автоматизировано, минимум $W_{\text{доп впп}}$ определяется временем $t_{\text{п}}$ восприятия пилотом направления направляемого пробега (ориентиров) и перехода к устранению боковых отклонений, а также посадочной скоростью.

В качестве примера произведем расчет величин $H_{\text{доп}}$, α_2 , $W_{\text{доп}}(\alpha_2) = W_{\text{доп}}$, $H_{\text{доп}}$. Пусть $h_{\text{с}} = 5$ м, $\tau_{\text{п}} = 3$ с, $V_{\text{пос. ст}} = 60$ м/с, $\alpha_{\text{гд}} = 3^\circ$, $\Delta H_{\text{доп}} = 5$ м, $k_{\text{п}} = 1$, $\alpha_1 = 10^\circ$ [1];

- а) I категория ИКАО
 $W_{\text{доп}} = 60$ м, $l_{\text{к, доп}} \approx 400$ м [1, 2];
- б) II категория ИКАО
 $W_{\text{доп}} = 30$ м, $l_{\text{к, доп}} \approx 250$ м [1, 2].

Тогда, учитывая результаты [7], находим следующее.

1. Для I категории ИКАО.

Минимумы по высоте облаков $H_{\text{доп}}$:

— стандартные условия посадки ~ 77 м, что близко к результатам [20];

— экстремальные неблагоприятные условия (попутный ветер, неработающие щитки или обледенение, повышенная температура воздуха, максимальная нагрузка самолета) ~ 125 м;

— благоприятные условия (максимальная скорость встречного ветра, низкая температура воздуха, минимальная посадочная масса) ~ 35 м.

Угол α_2 , под которым должна измеряться наклонная дальность видимости, $\sim 5-7^\circ$, т. е. $\alpha_2 \approx 2\alpha_{\text{гл}}$.

Минимумы по наклонной дальности видимости $W_{\text{доп}}(\alpha_2)$ соответственно при стандартных, неблагоприятных и благоприятных условиях посадки $\sim 750, 1250$ и 450 м.

2. Для II категории ИКАО.

Минимумы по высоте облаков и наклонной дальности видимости соответственно при стандартных, неблагоприятных и благоприятных условиях посадки $\sim 42 \times 500, 70 \times 700, 22 \times 350$.

Угол $\alpha_2 \sim 3,5 \div 6^\circ$, т. е. $\alpha_2 \approx 1,5 \alpha_{\text{гл}}$.

Ограничения по максимальному боковому ветру определяются

— ошибками в выборе угла упреждения;

— достаточностью руля направления;

— боковыми нагрузками на шасси;

— состоянием ВПП и возможностью выдерживания направления движения после приземления на участке неуправляемого пробега и дальнейшего пробега в трехточечном положении.

Причиной приземления самолета со сносом по ветру и креном а значит, и с большей боковой нагрузкой на одну ногу шасси являются ошибки в технике пилотирования и недостаточность руля направления.

На пробеге, как и на разбеге, самолет стремится развернуться против ветра и создать кренящий момент по ветру.

Экспериментальные значения перегрузок [18] хорошо удовлетворяют распределению, состоящему из двух нормальных распределений: основной совокупности, составляющей 98% общего числа посадок, со средним значением перегрузок $0,3g$ и стандартным отклонением $0,16g$ и дополнительной экстремальной совокупности, составляющей 2% суммарного числа посадок и имеющей среднее значение $0,94g$ и то же стандартное отклонение.

Максимально допустимое значение бокового ветра, например для самолетов Ил-18 и Ил-62— ± 15 м/с, Ту-104Б— ± 14 м/с. Посадка на мокрую ВПП самолета Ил-62, мокрую и обледеневшую ВПП самолета Ту-104Б разрешается при боковом ветре соответственно не более 10 и 8 м/с. Решение о посадке на обледеневшую ВПП самолета Ил-18 рекомендуется принимать только в случае крайней необходимости при боковом ветре не более 3 м/с [4, 12—14, 19].

Анализ «приведенных коэффициентов трения» и допустимых значений бокового ветра для разных типов самолетов показывает, что при расчете возможности посадки в благоприятных условиях может быть использована формула

$$|U_{\text{бок. доп.}}| = |U_{\text{бок. доп. ст.}}| \frac{f_{\text{торм. изм.}}}{f_{\text{торм. ст.}}}, \quad (10)$$

где $|U_{\text{бок. доп. ст.}}|$ — максимально допустимая боковая составляющая вектора ветра при посадке на сухую бетонную ВПП; $f_{\text{торм. ст.}}$ и $f_{\text{торм. изм.}}$ — приведенные коэффициенты трения соответственно для сухой бетонной ВПП и измеренное значение.

Из литературы [9, 15, 16] следует, что ориентировочные значения $f_{\text{торм}}$ для бетонной ВПП следующие: сухая поверхность — 0,33, мокрая — 0,25, сухой снег на ВПП — 0,29, рыхлый мокрый снег — 0,48, обледенелая поверхность — 0,12.

Пусть $U_{\text{бок. доп. ст.}} = 15$ м/с, $f_{\text{торм. ст.}} = 0,33$, $f_{\text{торм. изм.}} = 0,20$, тогда $U_{\text{бок. доп.}} = 9$ м/с.

При боковом ветре более 10 м/с и сильной болтанке, во избежание преждевременного проваливания и улучшения управляемости, посадочную скорость рекомендуется увеличивать, по сравнению со штилевыми условиями, на 10—15 км/ч.

Ограничений по встречному ветру для тяжелых самолетов практически могло бы и не быть, но с увеличением скорости ветра, как правило, усиливается турбулентность. Ограничения по встречному ветру для легких летательных аппаратов зависят от их максимальной посадочной скорости.

Попутная составляющая вектора ветра приводит к уменьшению лимита времени пилота при заходе на посадку, увеличению длины пробега, силы удара о ВПП и особенно опасна при ограниченной полетной видимости. Кроме того, при попутном ветре увеличивается износ и не исключена возможность выхода из строя колес самолета. Максимально допустимая попутная скорость ветра устанавливается, как правило, не более 5 м/с.

Выводы

1. Предложена методика расчета метеорологических посадочных минимумов, обеспечивающих принятие решения и успешный заход на посадку в соответствии с эксплуатационными категориями ИКАО.

2. Показано, что минимумы по высоте облаков должны устанавливаться от 20 до 40%, а в неблагоприятных условиях — на 100% больше стандартной высоты принятия решения; по полетной видимости в неблагоприятных условиях должны быть в 1,5—2 раза больше видимости, принятой в категориях ИКАО.

3. Наклонная видимость должна измеряться под углом от 4 до 6° в зависимости от категории ИКАО.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Безопасность и регулярность воздушного движения при критических метеоусловиях/Кэлверт, Спарк, Шейлер, Моррэл. — М., Перевод ВИНТИ (с англ.) № 42054/4 материалов 15-й техн. конференции международной ассоциации воздушного транспорта. М., 1964.—46 с.
2. Белгородский С. А. Автоматизация управления посадкой самолета — М.: Транспорт, 1972.— 252 с.
3. Беляев В. На посадочной прямой. —Авиация и космонавтика, 1977, № 3, с. 8—9.
4. Бехтир П. Т., Бехтир В. П. Практическая аэродинамика самолета Ил-18. — М.: Транспорт, 1972. — 199 с.
5. Брага В. Г. и др. Практическая аэродинамика самолетов с турбореактивными двигателями. — М.: Воениздат, 1969. — 408 с.
6. Божевикова Н. С. О связи высоты нижней границы облаков с дальностью видимости у земли. — Труды ГГО, 1964, вып. 153, с. 11—17.
7. Боханов В. Е. Анализ изменчивости посадочных минимумов по высоте при установленных значениях запаса времени. — Труды ГГО, 1976, вып. 346, с. 16—20.
8. Вудсон У., Коновер Д. Справочник по инженерной психологии для инженеров и художников конструкторов. — М.: Мир, 1968. —518 с.
9. Глушков Г. И., Раев-Богословский Г. И. Изыскания и проектирование аэродромов. — Л.: Транспорт, 1972.—280 с.
10. Денисов В. Г., Онищенко В. Ф. Инженерная психология в авиации и космонавтике. — М.: Машиностроение, 1972.—50 с.
11. Духон Ю. И., Ильинский Н. Н. Средства управления летательными аппаратами. — М.: Воениздат, 1972.— 430 с.
12. Руководство по летной эксплуатации и пилотированию самолетов типа Ту-104 с двигателями РД-3М-500.— М.: Редиздат аэрофлота, 1966.— 190 с.
13. Руководство по летной эксплуатации самолета Ил-62 с четырьмя двигателями НК-8-4.— М.: Машиностроение, 1970, ч. 1.— 210 с.
14. Самолет Ту-104. Конструкция планера и основные системы.— М.: Редиздат аэрофлота, 1959.— 135 с.
15. Спасский Ф. Я., Кияшко В. А. Определение размеров и ориентирование летных полос.— Л., 1973.— 73 с.
16. Справочник авиационного инженера.— М.: Транспорт, 1973.— 400 с.
17. Степаненко В. Д., Вараксин В. П. Особенности измерений высоты облаков светолокатором.— Труды ЛКВВИА, 1963, вып. 440, с. 75—80.
18. Тейлор Дж. Нагрузки, действующие на самолет.— М.: Машиностроение, 1971.— 372 с.
19. Черный М. А., Кораблин В. И. Самолетовождение.— М.: Транспорт, 1973.— 368 с.
20. Blanchard J. W. Instrument approach criteria. Decision height and RVR minima.— J. Inst. Navig. 1968, 21, N 2, p. 182—197.
21. Geratevohl S. Die Psychologie des Menschen in Flugzeug. München, 1954, 221 S.

В. Е. Боханов

УЧЕТ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ ОБСТАНОВКИ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ МОМЕНТА (ВРЕМЕНИ) ПЕРЕХОДА НА ДНЕВНЫЕ И НОЧНЫЕ УСЛОВИЯ ПОЛЕТА

Особенности полетов в темное время суток обусловлены прежде всего плохой видимостью поверхности земли, естественных ориентиров на местности, горизонта и небосвода.

В целях обеспечения безопасности посадки минимум пилота в темное время суток должен быть примерно в 1,5 раза больше дневного, что связано с увеличением лимита времени, потребного пилоту для ориентировки.

Безопасность посадки в значительной степени зависит от того, насколько точно определен момент достижения уровня естественной освещенности, соответствующей сумеркам. На практике часто имеют место случаи, когда полеты в дневных условиях приходится прекращать раньше запланированного времени из-за быстрого ухудшения освещенности. Это объясняется тем, что отсутствует методика учета влияния метеорологических условий на время начала и конца фактических сумерек.

Сумерки характерны быстрым уменьшением яркости неба и освещенности поверхности земли. Освещенность горизонтальной поверхности является наиболее существенным фактором, определяющим контрастность наземных ориентиров, а ход ее близок к изменениям яркости неба. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать зависимость времени перехода на дневные и ночные условия полета от освещенности открыто расположенной горизонтальной поверхности. Естественная освещенность такой поверхности зависит от астрономических и метеорологических факторов.

В зависимости от положения Солнца, сумерки делятся на гражданские, навигационные и астрономические. Время начала и конца сумерек определяется широтой места.

К метеорологическим факторам, определяющим естественную освещенность, относятся количество и водность облаков, наличие интенсивность осадков и др.

Для единства определения начала и конца светлого (темного) времени суток необходимо установить пороговое значение освещенности. Учитывая, что значительное ухудшение видимости ориентиров происходит при освещенности 250—300 лк [1], а ее уменьшение перед закатом Солнца происходит очень быстро, в качестве пороговой, в первом приближении, может быть принята освещенность в 600 лк, что в среднем соответствует освещенности в момент начала гражданских сумерек (высоте Солнца над горизонтом, равной 0°) при небольшой облачности и хорошей прозрачности атмосферы.

Таблица 1

Зависимость освещенности (тыс. лк) открытой горизонтальной поверхности от высоты Солнца и состояния облачности

Высота Солнца, град	Безоблачность, видимость более 4 км	Перистые, кучевые, слоисто-кучевые облака 3—9 баллов	Слоисто-дождевые, кучево-дождевые облака 10 баллов
15	15	12	8
10	9	8	4
5	4	3	2
2	2	1,3	0,7
0	1	0,6	0,05
—2	0,3	0,2	0,01
—5	0,03	0,03	0,001

При планировании полетов важен прогноз времени достижения пороговой освещенности с учетом влияния метеорологических факторов. Это влияние изучено далеко недостаточно, поэтому необходимо провести значительные дополнительные исследования для определения зависимости освещенности от различных метеорологических условий. Однако на основе имеющихся в этой области данных [1—4] уже можно предложить простую методику определения времени начала (конца) сумерек с учетом влияния на освещенность облачности. Эта методика может оказаться полезной при планировании полетов.

Практически время достижения порогового значения освещенности с учетом облачности можно определить с помощью табл. 1 (составленной по данным [1—4]) и табл. 2 (составленной по изысканным результатам [5, 6]).

Как следует из табл. 1, при мощной облачности и высоте Солнца $2-3^\circ$ освещенность такая же, как и при безоблачной погоде, хорошей видимости и высоте Солнца 0° . При наличии облачности и высоте Солнца 0° освещенность примерно такая же, как и при

оде Солнца за горизонт на 3—4° в условиях безоблачной погоды. Приведенные в табл. 1 данные характеризуют средние значения освещенности и могут быть использованы для прогноза высоты Солнца, при которой освещенность достигнет пороговой (в экстремальных случаях пороговое значение освещенности может достигаться и при значительно большей высоте Солнца).

Таблица 2

Высота Солнца (град) над горизонтом за 5 мин, 1 и 2 ч до его захода (осхода) и максимальная высота в истинный полдень в зависимости от широты места и времени года

Время года	Время до захода Солнца	Широта места, град.						
		40	45	50	55	60	65	70
февраля	5 мин	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,1
	1 ч	10	10	9	7	5	4	2
	2 ч	20	18	15	12	10	7	3
	Полдень	34	29	23	18	13	8	3
марта	5 мин	0,9	0,9	0,8	0,7	0,7	0,6	0,3
	1 ч	11	11	9	9	8	6	5
мая	5 мин	0,8	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,2
	1 ч	11	10	9	8	6	6	4
июня	5 мин	0,8	0,8	0,6	0,5	0,3	0,1	0,0
	1 ч	10	9	8	6	5	3	1
августа	5 мин	0,8	0,7	0,7	0,6	0,5	0,3	0,1
	1 ч	11	10	9	7	6	4	1
сентября	5 мин	0,9	0,9	0,8	0,7	0,7	0,6	0,3
	1 ч	11	11	9	9	8	6	5
ноября	5 мин	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,4	0,2
	1 ч	10	10	9	7	6	5	3
декабря	5 мин	0,8	0,7	0,7	0,6	0,5	0,2	
	1 ч	9	8	6	5	4	2	
	2 ч	18	14	13	9	6	2	Менее
	Полдень	28	21	16	11	6	2	0

Предположим, что аэродром находится на широте 60°, полеты планируются в феврале месяце, ожидается плотная облачность, при которой согласно табл. 1 уровень пороговой освещенности 00 лк будет достигнут при высоте Солнца ~2°. Далее из табл. 2 на практике могут быть использованы более подробные таблицы, аходим, что на широте 60° в феврале вечерние (утренние) сумерки наступят на ~30 мин раньше (позже), чем это ожидается по астрономическим таблицам при определении начала гражданских

сумерек. Для аэродрома, расположенного на широте 70° , фактические сумерки при таких же условиях наступят на 1 ч раньше захода Солнца.

Следует отметить, что наряду с разработкой методов прогноза времени наступления сумерек в зависимости от метеорологических условий необходима постановка измерений освещенности непосредственно на аэродроме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бартенева О. Д., Довгялло Е. Н., Полякова Е. А. Экспериментальные исследования оптических свойств приземного слоя атмосферы.— Труды ГГО, 1967, вып. 220, 244 с.
2. Черниговский П. Г., Тиморев А. А. Естественная освещенность в Арктике и световой эквивалент радиации.— Труды ААНИИ, 1965, т. 27, с. 60—64.
3. Чудаков П. А. Некоторые данные по измерению дневной освещенности.— Журн. техн. физики, 1935, т. 5, вып. 1, с. 174—175.
4. Шаронов В. В. Дневная освещенность при различных условиях.— ДАН СССР, 1935, т. 1, № 9, с. 642—645.
5. Шаронов В. В. Таблицы для расчета природной освещенности и видимости.— М.: Изд-во АН СССР, 1945.— 126 с.
6. Шафрин К. С., Гусева Л. Н. Прогноз естественной освещенности.— Изв. АН СССР. Сер. геофиз., 1957, № 6, с. 305—314.

Н. Г. Протопопов

УСТРОЙСТВО ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ИЗМЕРЯЕМОГО ПАРАМЕТРА

При разработке метеорологических приборов часто приходится решать задачу измерения и регистрации экстремальных значений метеорологических элементов. Такая необходимость возникает, например, при измерении максимальных и минимальных значений температуры воздуха, максимальных величин скорости ветра, минимальных значений метеорологической дальности видимости или высоты нижней границы облаков.

Существующие в настоящее время устройства измерения экстремальных значений [1, 2] являются устройствами дискретного типа и предназначены для работы в составе автоматических метеостанций, имеющих управляюще-вычислительные блоки. Для автономного использования эти устройства практически не пригодны. Кроме того, часто возникает необходимость получать результат не в цифровой, а в аналоговой форме, особенно в тех случаях, когда требуется графическая регистрация экстремальных значений в виде кривой $V(t)$. Такая задача возникла при создании анеморумбографа М-64М [3], в котором необходимо было осуществить регистрацию максимальных значений скорости ветра.

В основу предлагаемого устройства положена известная схема электронного автоматического самопишущего потенциометра типа КСПП4-001 (завод «Манометр»), предназначенного для измерения и регистрации постоянного напряжения компенсационным методом. В случае, если выходной величиной датчика измеряемого параметра является сопротивление (например, термометр сопротивления), целесообразно использовать схему электронного автоматического самопишущего моста.

Известные автоматические потенциометры и мосты предназначены для непрерывного измерения и регистрации контролируемых параметров. Для осуществления регистрации экстремальных значений необходимо внести сравнительно небольшие изменения в их схемы. На рис. 1 представлена функциональная схема такого авто-

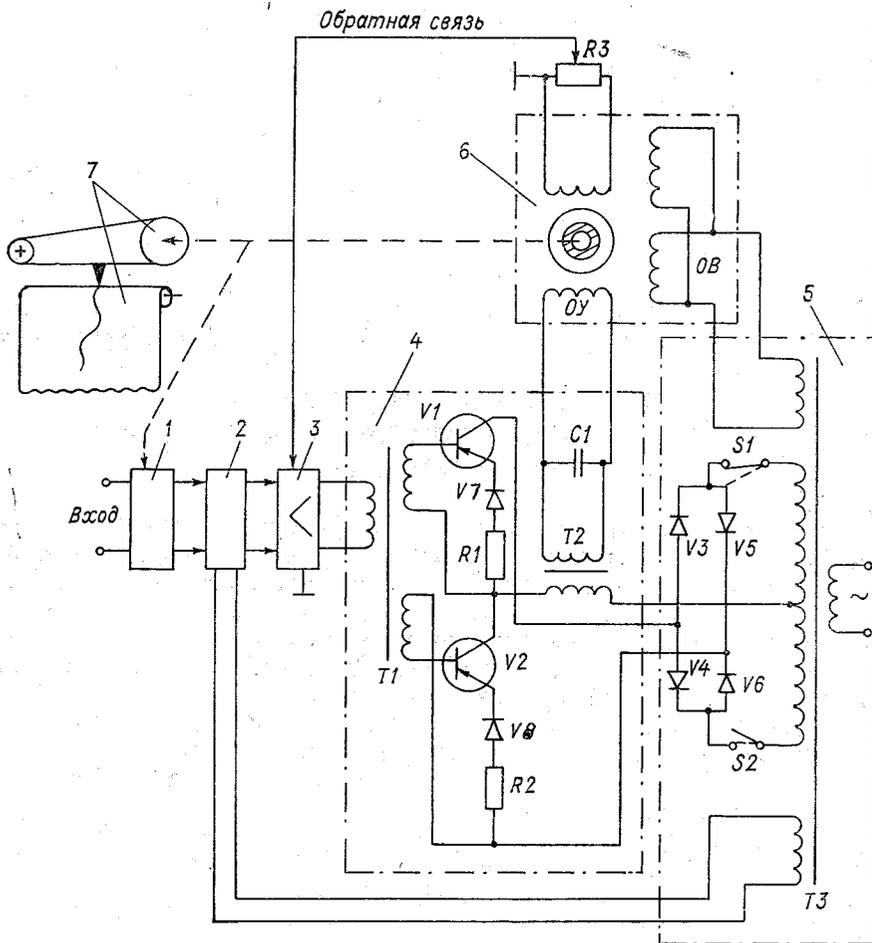


Рис. 1. Функциональная блок-схема электронного потенциометра для регистрации экстремальных значений измеряемого параметра.

матического потенциометра (или моста) с вынесенными изменениями.

- В ее состав входят:
- компенсационный мост 1;
- модулятор 2;
- усилитель напряжения 3;
- усилитель мощности 4;
- блок питания 5;
- серводвигатель 6;
- регистрирующее устройство 7.

Изменения, вносимые в схему электронного потенциометра, касаются только схемы питания усилителя мощности. Последний выполнен по двухтактной схеме с последовательным включением транзисторов $V1$ и $V2$ относительно источника питания. Питание того усилителя осуществляется пульсирующим выпрямленным напряжением от выпрямителя $V3—V6$, который подключается к обмотке трансформатора $T3$ с помощью выключателей $S1$ и $S2$. Между средними точками соединения транзисторов $V1—V2$ и вторичной обмотки $T3$ включена первичная обмотка выходного трансформатора $T2$ (возможно включение обмотки управления двигателя без трансформатора $T2$, как это выполнено, например, в анагоруумбографе М-64М).

Для обеспечения непрерывной регистрации измеряемого параметра на усилитель мощности должно подаваться двухтактное выпрямленное пульсирующее напряжение. Для этого оба выключателя $S1$ и $S2$ должны быть включены. При регистрации максимальных значений должен быть включен только один выключатель (например, $S1$), а при регистрации минимальных — только $S2$. При этом на транзисторы $V1$ и $V2$ будет подаваться однотактное выпрямленное пульсирующее питание.

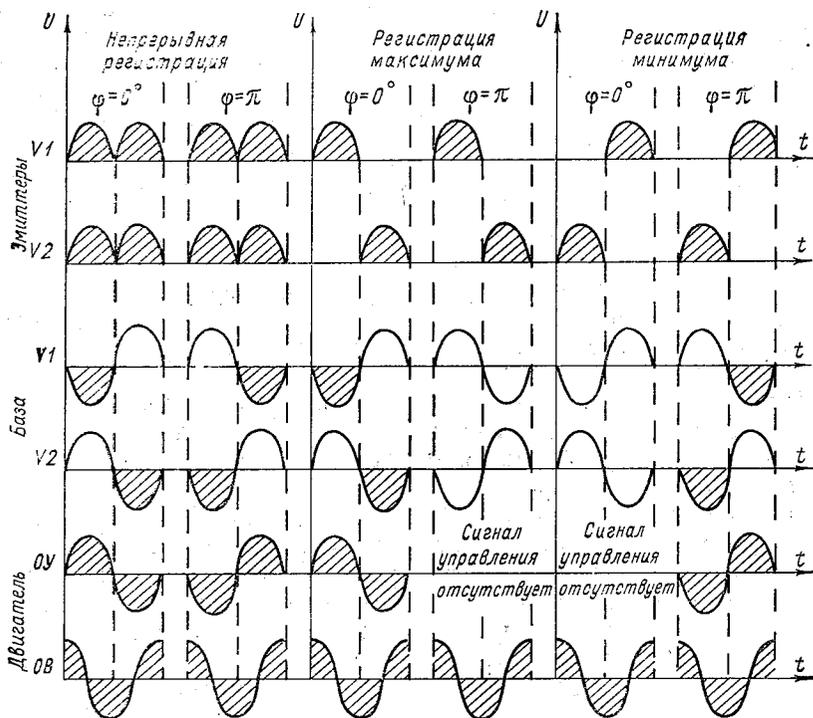


Рис. 2. Эпюры напряжений выходного усилителя мощности и двигателя.

Работу схемы более подробно можно рассмотреть, пользуясь эюрами напряжений на выходном усилителе и обмотках серводвигателя (рис. 2). Две верхние строки — это эюры пульсирующего напряжения питания на эмиттерах $V1$ и $V2$ относительно их коллекторов при закрытых транзисторах; две средние — эюры напряжений сигнала рассогласования на базах $V1$ и $V2$; две нижние — эюры напряжений на выходном трансформаторе (или на обмотке управления двигателя OY) и на обмотке возбуждения (OB) двигателя.

В процессе непрерывной регистрации (двухтактное пульсирующее питание на эмиттерах $V1$ и $V2$) при опрокидывании фазы напряжения на базах $V1$ и $V2$ на 180° ($\varphi=0^\circ$ или $\varphi=\pi$) сигнал на обмотке управления OY двигателя также опрокидывается на 180° , что приводит к реверсу двигателя.

При регистрации максимальных значений на эмиттеры $V1$ и $V2$ подается последовательное одноктактное пульсирующее напряжение. Если при этом на базе $V1$ и $V2$ будет отрицательная полуволна, а на эмиттере — положительная ($\varphi=0$), то на обмотку управления двигателя подается сигнал и двигатель будет вращаться в сторону увеличения показания измеряемого параметра. Если сигнал на базе $V1$ или $V2$ опрокинется на 180° ($\varphi=\pi$, что соответствует уменьшению значения измеряемого параметра), а фаза питающего напряжения останется неизменной, то транзистор будет заперт (положительное напряжение на базе), когда же на базе будет отрицательная полуволна, то на эмиттере этого транзистора в этот момент будет отсутствовать питающее напряжение. В этом случае сигнал на обмотке управления двигателя будет отсутствовать и двигатель не будет обрабатывать в сторону уменьшения значения измеряемого параметра.

Аналогичным образом работает схема и в режиме регистрации минимальных значений. В этом случае изменяется только фаза питающего пульсирующего напряжения на эмиттерах $V1$ и $V2$ путем включения $S2$ и выключения $S1$. При этом двигатель будет обрабатывать только в сторону уменьшения значения измеряемого параметра.

Для обеспечения стабильности фазовых соотношений питание выходного усилителя, обмотки возбуждения двигателя и управление модулятора производится от одного общего источника переменного тока (50 или 400 Гц).

Описанный выше режим работы устройства представляет собой случай разовой выработки максимума или минимума измеряемого параметра. В действительности это устройство предназначается для непрерывной выработки и регистрации максимальных или минимальных значений случайного процесса $V(t)$ за последовательные, заранее выбранные, интервалы времени ΔT , на которые разбивается ось времени исследуемого параметра.

Например, в анемомумбографе М-64М [3], в котором используется рассматриваемое устройство, необходимо было обеспечить непрерывную регистрацию максимальных значений скорости ветра

а последовательные 10-минутные (в дальнейшем и за 2-минутные) временные интервалы. Описываемое здесь устройство решает эту задачу путем сочетания двух, циклически повторяющихся режимов работы:

а) выработка максимума за 9 мин 55 с;

б) сброс максимального значения до текущего значения мгновенной скорости (в течение 5 с) с тем, чтобы подготовить устройство для выработки максимума за следующие 10 мин.

Эти циклы работы устройства повторяются непрерывно, что позволяет получить ступенчатую кривую $V_{\text{макс}}(t)$, представляющую собой огибающую максимальных значений за последовательные 10-минутки.

Ключ $S1$ в режиме непрерывной выработки $V_{\text{макс}}(t)$ постоянно замкнут, а ключ $S2$ включается на 5 с каждые 10 мин, т. е. работой ключа $S2$ (следовательно, и работой устройства в целом) должен управлять датчик временных импульсов. При регистрации минимальных значений необходимо коммутировать ключ $S1$ в соответствие с алгоритмом выработки минимума измеряемого параметра.

В заключение следует отметить, что испытание описанного устройства в составе анеморумбографа М-64М полностью подтвердили надежную работоспособность блока регистрации максимальных значений скорости ветра. В пределах $+5 \div +40^\circ\text{C}$ устройство обеспечивало выработку и регистрацию максимумов с погрешностью $\pm (1,5-2\%)$, что вполне допустимо для измерения скорости ветра. Вообще же точность работы устройства определяется классом точности электронного потенциометра, положенного в основу рассмотренного устройства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматическая станция КРАМС. Под ред. Л. П. Афиногорова, М. С. Стернзата.— Л.: Гидрометеоздат, 1974, с. 29—55.
2. Грушин С. И., Протопопов Н. Г. Датчик параметров ветра.— Труды ГГО, 1966, вып. 199, с. 69—77.
3. Протопопов Н. Г. Анеморумбограф М-64М.— Труды ГГО, 1973, вып. 342, с. 112—122.

СОДЕРЖАНИЕ

С. И. Грушин, Е. В. Романов. Модернизация станции КРАМС	3
Е. В. Романов, Л. В. Анискин, В. С. Экман. Усовершенствованные действующие станций КРАМС	14
П. Я. Никишков, А. Ф. Свистова. Сравнение результатов автоматических и инструментальных ручных измерений температуры, относительной влажности воздуха и атмосферного давления	19
Е. Н. Плешкова, Н. Г. Протопопов. Устройство для скользящего осреднения измеряемого параметра	26
Г. П. Резников. О возможности измерения влажности поляризационно-диэлектрическим методом	36
Л. П. Афиногенов, М. В. Попов, Е. И. Плешкова. Акустический анеометр	41
М. В. Попов. О повышении эффективности первичных преобразователей акустических анеометров	50
В. Е. Карлуша. О постоянстве чувствительности компенсационного барометра с сильфонным преобразователем	57
Л. П. Афиногенов. К вопросу об эффективности распознавания двоичных символов несколькими градациями верности	62
Л. П. Афиногенов, Г. А. Абашев, Е. П. Рыжих. Декодирование многомерной кодовой матрицы при распознавании двоичных символов с четырьмя градациями верности	75
С. М. Персин. Приближенные методы расчета и экстраполяции экстремальных характеристик случайных процессов и полей	89
С. М. Персин. Погрешность определения экстремальных значений случайных процессов и полей	98
Р. А. Круглов. Статистический метод обнаружения низкой облачности в системах автоматизированного метеобеспечения аэродромов	108
А. А. Кмито. Оценка погрешности абсолютных пиргелиметров	114
С. М. Стернзат. Оценка требований к точности измерений метеоэлементов в приземном слое атмосферы для расчетов турбулентных потоков тепла диффузионными методами	123
В. Е. Боханов. К вопросу о метеорологических посадочных минимумах	133
В. Е. Боханов. Учет метеорологической обстановки при определении момента (времени) перехода на дневные и ночные условия полета	143
Н. Г. Протопопов. Устройство для регистрации экстремальных значений измеряемого параметра	147

Труды ГГО, вып. 413

АППАРАТУРА И МЕТОДЫ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Редактор Л. В. Ковель. Технический редактор Л. М. Шишкова. Корректор В. И. Гинцбург

Слано в набор 11.09.79 Подписано в печать 27.02.80. М-23265. Формат 60×90^{1/16}, бумага типогр. № 1. Гарн. литературная. Печать высокая. Печ. л. 10,25. Уч.-изд. л. 10,49. Тираж 900 экз. Индекс МЛ-286. Заказ № 679. Цена 75 коп.

Гидрометеонздат. 199053. Ленинград, 2-я линия, д. 23.

Сортавальская книжная типография Управления по делам издательств, полиграфии и книжной торговли Совета Министров Карельской АССР. Сортавала, Карельская, 42.